radio fernsehen elektronik

8
1980

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033 – 7900
AUGUSTHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Multimikrorechnerkopplung

RGW-Standards für akustische Meßgeräte

Ein Jahr in der Antarktis

Zuverlässigkeit elektronischer Einrichtungen

Von Prof. Dr. sc. techn.
Heinrich P r e u ß

2., bearbeitete Auflage.
280 Seiten, 167 Bilder,
14 Tafeln, Leinen, 25,– M.
Bestell-Nr. 552 627 6

Hauptabschnitte:

Wahrscheinlichkeit und Statistik · Zuverlässigkeit · Lebensdauer · Zuverlässigkeit von Systemen · Wartung · Verfügbarkeit · Qualität · Ökonomie und Zuverlässigkeit.

Einige Urteile:

„Zu den Vorzügen des Buches gehören die sinnvolle Darlegung des Materials, die große Zahl an Illustrationen und die gut gewählten Beispiele." (Neue Bücher des Auslands, Moskau) „Die Darlegungen dürften den Wünschen der Fachleute aus der Praxis als auch Studierenden entsprechen, da der für fundierte Zuverlässigkeitsuntersuchungen notwendige mathematische Aufwand verständlich und so gering wie möglich gehalten wurde." (DET – Die Eisenbahntechnik, Berlin) · „Ein ergiebiges, sehr gut ausgestattetes und verständliches Lesebuch für alle, die sich mit der Zuverlässigkeit elektronischer Einrichtungen befassen wollen." (Zeitschrift für Flugwissenschaften und Weltraumforschung, Braunschweig)

Noch im Buchhandel erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Signale und Systeme

Band 3 Regellose Vorgänge
Einführung in die Informationstheorie, Stochastik und Korrelationstechnik

Von Prof. Dr.-Ing. habil.
F. H. L a n g e
2., durchgesehene Auflage.
392 Seiten, 117 Bilder,
Leinen, 25,– M.
Bestell-Nr. 551 735 3

Noch im Buchhandel
erhältlich

In diesem Buch wird, ausgehend von den Grundlagen der Wahrscheinlichkeitsrechnung und der mathematischen Theorie zufälliger Größen und Prozesse, eine statistische Signal- und Systemtheorie aufgebaut. Aus Gründen leichter Lesbarkeit wird der mathematische Aufwand nur soweit getrieben, daß, unter Wahrung der notwendigen Exaktheit, jeder mathematische Ausdruck auch physikalisch bzw. technisch interpretiert werden kann. Der folgerichtige Aufbau und die inhaltliche Geschlossenheit des Buches sowie der lebendige und ansprechende Stil des Verfassers erleichtern das Verständnis der teilweise recht schwierigen Zusammenhänge.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild

In diesem Heft

Blick auf den DDR-Komplex bei der 23. Sowjetischen Antarktisexpedition aus nordwestlicher Richtung. Lesen Sie unseren Beitrag auf S. 505
Foto: J. Voigtländer

Wozu Standards ...	479
Neue RGW-Standards für akustische Meßgeräte	480
Mikrorechnereinsatz im Stahlwerk	486
Multimikrorechnerkopplung über Ein- und Ausgabeports	489
ZE-1-Mikrorechnerarbeitsplatz	494
Weltfunkverwaltungskonferenz 1979	497
Diagnosegüte – Qualitätskriterium bei der Fehlerlokalisation	498
MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 8	499
FÜR DEN SERVICE	503
Ein Jahr in der Antarktis	505
Alphanumerische Sichtanzeige	509
Bildschirmspielgerät BSS 01	511
FÜR DEN SERVICE	513
HALBLEITERINFORMATIONEN 169	515
Steuergerät zur Laser-Satellitenentfernungsmessung	519
Analogschalter und -multiplexer mit MOSFET	521
Impulsbreitendiskriminator	525
Hochstabile Kippschaltungen mit TTL-IS	527
Zeitgeberschaltung mit impulsförmiger Ladespannung	528
Serielle Zifferneingabe	529
Einfache Spannungs-Frequenzwandler	530
Neue Anwendungen des Halleffektes	532
Bandzugmeßkassette	534
Wir lernten kennen: Stereobandgerät B 93	535
Akustische Bildtechnik	536

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Qualitätscharakterisierung des einkristallinen Siliziums
- Probleme der Regenerierung von Primärzellen
- Akustoelektronische Bauelemente
- Richtlinien zum Entwurf elektronischer Kleinthermostate
- Inbetriebnahme mikrorechnergesteuerter Anlagen
- Elektronisches Gerätesystem zur quantitativen Bildanalyse

СОДЕРЖАНИЕ

Нужны ли стандарты? 479

Новые СЭВ-стандарты для акустических измерительных приборов 480

Применение микро-эвм на сталеплавильном заводе 486

Соединение входов и выходов нескольких микро-эвм 489

ZE-1 — рабочее место с микро-эвм 494

Мировая конференция связи 1979 г. 497

Качество диагноза — критерий локализации ошибки в технологии контроля 498

Современная техника питания 8 499

Для сервиса 503

Один год в антартике 505

Буквенно-цифровая индикация 509

Прибор для игр на экране BSS 01 511

Для сервиса 513

Информации о полупроводниках 169 515

Управляющий прибор для измерения расстояния спутников с помощью лазера 519

Аналоговый и мультиплексный ключ на базе транзисторах МОП 521

Дискриминатор ширины импульса 525

Триггер на ТТЛ-ИС с высокой стабильностью 527

Датчик времени с импульсной формой напряжения зарядки 528

Серийный ввод цифр 529

Простые преобразователи напряжение-частота 530

Новые области применения эффекта Холла 532

Кассета для измерения натяжения ленты 534

Познакомтесь: Стереомагнитофон B 93 535

Акустическая техника изображения 536

OBSAH

K čemu normy ... 479

Nové normy RVHP pro akustické měřici přístroje 480

Použití mikropočítačů v ocelárně 486

Vazba mikropočítačů přes vstupní a výstupní jednotky 489

ZE-1 – Mikropočítačové pracoviště 494

Světová rádiová konference 1979 497

Zkušebni jakost – kritérium kvality při lokalizaci chyb 498

Moderní napájeci zdroje 8 499

Pro servis 503

Rok v Antarktidě 505

Alfanumerická indikace 509

Televizní hra BSS 01 511

Pro servis 513

Informace o polovodičových součástkách 169 515

Řídicí přístroj pro měření vzdáleností družic laserem 519

Analogové spínače a násobiče s transistory MOSFET 521

Impulsový diskriminátor 525

Vysoce stabilní klopné obvody s integrovanými obvody TTL 527

Časovač s impulsním nabíjecím napětím 528

Sériový vstup číslic 529

Jednoduché měniče napětí kmitočet 530

Nová použití Hallova jevu 532

Kazeta pro měření tahu pásku 534

Zkušenosti se stereofonním magnetofonem B 93 535

Akustická obrazová technika 536

IN THIS ISSUE

Why standards ... 479

New C.M.E.A. standards for acoustical measuring instruments 480

Microcomputer application in the steel mill 486

Multi-microcomputer coupling via input and output ports 489

ZE-1 microcomputer workplace 494

World Administrative Radio Conference 1979 497

Diagnostic quality–a quality criterion for the fault localisation 498

Modern power supply technique 8 499

Service information 503

One year in the Antarctic 505

Alphanumerical visual display 509

Viewing screen game set BSS 01 511

Service information 513

Semiconductor information 169 515

Control unit for satellite range finding by laser 519

Analogue switch and multiplexor with MOSFET 521

Pulse width discriminator 525

Highly stabilised multivibrators with TTL-IC's 527

Clock circuit with pulse-shaped charging voltage 528

Serial numerical input 529

Simple voltage-to-frequency converters 530

New application of the Hall effect 532

Tape tension measuring cassette 534

Test report of the stereo tape recorder B 93 535

Acoustic video technique 536

Neu im Handel

Kassettentonbandgerät Mira Parat

Im VEB Elektronik Gera wird seit 1980 eine Variante des bekannten Kleinkassettengerätes Mira unter der Bezeichnung Mira Parat gefertigt. Gegenüber dem Grundgerät ist die Gestaltung leicht verändert. Außerdem entfällt das eingebaute Mikrofon, wodurch das Gerät zu einem niedrigeren Endverbraucherpreis angeboten werden kann. Die technischen Daten sind im wesentlichen unverändert.

Betriebsspannung	220 V Wechselspannung 6 V Gleichspannung (4 × R 14)
Halbleiterbestückung	1 IS, 8 Transistoren, 7 Dioden
Ausgangsleistung	0,4 W
Besonderheiten	Bandendabschaltung, Pausentaste, Anschlußmöglichkeit für TA, Rundfunk, Ohrhörer
Abmessungen in mm	200 × 128 × 58

Gehäuselautsprecher B 1131

Vom VEB Elektrotechnik Eisenach, dem Hersteller des Autosupers A 200, wurde für den Einsatz in Kraftfahrzeugen der Gehäuselautsprecher B 1131 entwickelt. Er wird u. a. auch für den A 200 empfohlen. Außerdem kann er auch als Zweitlautsprecher für Rundfunkgeräte, Recorder und Fonogeräte eingesetzt werden.
Das anthrazitfarbene, schlagfeste Plastgehäuse verträgt Temperaturen bis +70 °C. Die 4 m lange Anschlußschnur und die neutrale Gestaltung der Box erlauben die problemlose Unterbringung an jeder gewünschten Stelle im PKW.

Technische Daten

Nennbelastbarkeit	4 W
Impedanz	4 Ω
Übertragungsbereich	250 Hz...12,5 kHz
Nennempfindlichkeit	90 dB
Abmessungen in mm	186 × 124 × 126
Masse	0,9 kg

VII. Ausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte sowie chemischer und physikalischer Laborausrüstungen

Die VII. Ausstellung elektrischer und elektronischer Meß-, Steuer- und Regelgeräte sowie chemischer und physikalischer Laborausrüstungen des Staatlichen Maschinen-Kontors mit Beteiligung der zuständigen Industriezweige der DDR und der Außenhandelsbetriebe der Länder des RGW – UdSSR, Ungarische VR, VR Polen, SR Rumänien und ČSSR – wird vom 20. bis 24. Oktober 1980 in Leipzig, Messegelände, Halle 6, durchgeführt werden.
Technische Fachkräfte der Meßgerätehersteller beraten und Mitarbeiter der VEBs Maschinenbauhandel informieren über Liefermöglichkeiten und Preise. Vertragswerkstätten für Meßgerätereparaturen sind mit Informationsständen vertreten.

In einer umfassenden Vortragsfolge werden folgende interessante Themen behandelt:

DDR

- Möglichkeiten des Einsatzes von digitalen Meßgeräten verschiedener RGW-Länder zur Messung elektrischer Grundgrößen
- Aufgaben der Feld- und Funkstörmeßtechnik, Geräteangebot und seine Weiterentwicklung
- Fehlerortung an Kabeln und Leitungen
- Geräte der Schall- und Schwingungsmeßtechnik
- Kerntechnische Meßeinrichtungen und deren Einsatz in der Praxis
- Übersicht über das Geräteprogramm des VEB Statron Fürstenwalde
- Eigenschaften und Anwendung piezoelektrischer Beschleunigungsaufnehmer
- Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten des Effektiv- und Spitzenwertspannungsmessers VM 70
- Einsatz von Blitzspannungsgeneratoren für eine optimale Hochspannungs-Isolationsprüfung
- Einsatzmöglichkeiten des Ladegerätes LG 130 für das automatisch programmierte Laden von Akkumulatoren
- Servicemeßgerät UNI 11 e
- Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten des elektronischen Galvanometers EG 01.

ČSSR

- Aufnahmeverfahren und Bandantrieb bei dem Magnetbandspeicher für die Meßtechnik
- Neue elektronische Meßgeräte der Firma Tesla Brno.

VR Polen

- Servicegeräte der Produktion Centrum Mera Warschau
- Automatischer Klirrfaktormesser PMZ – 11
- Verbindung und Steuerung stabilisierter Stromversorgungsgeräte

Ungarische VR

- Dynamisches Meßsystem
- Oszilloskope mit besonderer Rücksicht auf die höheren Frequenzbereiche
- Meßtechnische Neuheiten von Hiradastechnika.

SR Rumänien

- System 2300 – ein Gerätesystem zur Messung mechanischer Größen
- Mikroprozessor für die Datenerfassung mit 30 Analogmeßpunkten.

Sowjetunion

- Schleifenoszillograf NO 43.

Einladungskarten mit Veranstaltungsplan sind bei den VEBs Maschinenbauhandel Berlin und Dresden sowie beim Technisch-ökonomischen Beratungszentrum für elektronische und elektrische Meßgeräte, 7031 Leipzig, Markranstädter Straße 4, erhältlich.

Optoelektronik

● Ein spezieller Optokoppler für die Überwachung von Schaltzuständen enthält eingangsseitig einen Detektor, der bei Überschreiten der vorgegebenen Schwellspannung eine Leuchtdiode aktiviert. Die Leuchtdiode wirkt auf einen Darlington-Fototransistor, der im aktiven Zustand ein TTL- und CMOS-kompatibles Ausgangssignal liefert. Um eingangsseitig Gleich- und Wechselspannungssignale verarbeiten zu können, ist dem Detektor eine Diodenbrücke vorgeschaltet. Die Schwellspannung des Detektors wird temperaturkompensiert, so daß störende Schwankungen des Stromübertragungsverhältnisses entfallen.

● Eine neue Bleisulfidselenid-Lumineszenzdiode emittiert bei einer Wellenlänge von 4,6 µm und arbeitet im Gegensatz zu anderen Diodenausführungen für diesen Wellenlängenbereich ohne Kühlung. Die Diode wird aus einem Einkristall hergestellt, der aus der Dampfphase aufgewachsen wird. Weiterhin konnte der Sperrschichtwiderstand der Diode auf 100 Ω erhöht werden. Die Ausgangsleistung von etwa 100 nW soll noch erhöht werden. Durch den hohen Brechungsindex von 4,6 des Halbleitermaterials wird durch eine interne Reflexion der größte Teil der Energie wieder in die Diode zurückgeworfen.

Laborexperimentierbrettsystem

Bei der Entwicklung elektronischer Schaltungen der Analog- und Digitaltechnik ist der Aufbau von Laborschaltungen unumgänglich. Funktionen einzelner Schaltungsdetails oder auch kompletter Schaltungen müssen überprüft und gegebenenfalls korrigiert werden können. Leider gibt es unseres Wissens zur Zeit kein allgemein nutzbares System dafür. In der bisherigen Praxis werden die Versuchsschaltungen zum großen Teil auf Universalleiterplatten der verschiedensten Typen [1] oder aber auf eigenentwickelten, zum Teil auf Steckverbindungen basierenden, kleinen Platten [2] aufgebaut.

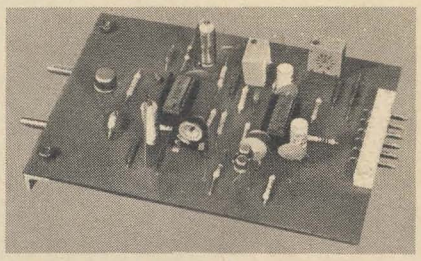
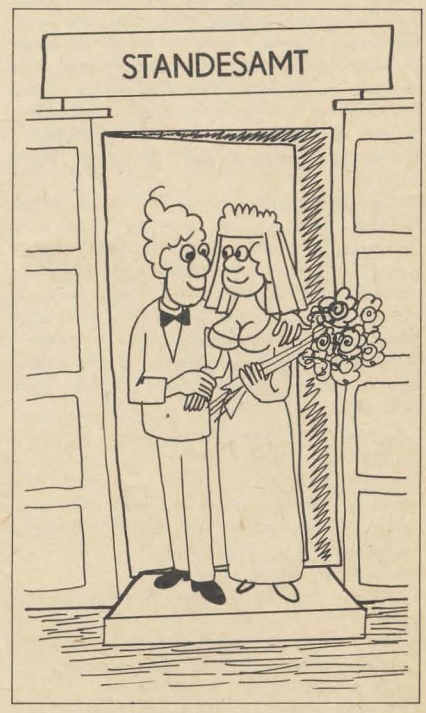


Bild 1: Beispiel für eine Standardbaugruppe

Die in [2] vorgestellte Universalsteckeinheit hat nur bei Schaltungen mit sehr geringem Bauelementeaufwand ihre Berechtigung. Außerdem stellt der zusätzlich notwendige Verdrahtungsentwurf einen entscheidenden Nachteil dar. Unsere Erfahrungen zeigten, daß es unmöglich ist, umfangreiche Schaltungen mit der geforderten Zuverlässigkeit in Steckbauweise zu realisieren.
Um den allgemein bekannten Anforderungen beim Aufbau von Laborschaltungen entsprechen zu können, wurde das Laborexperimentierbrettsystem entwickelt.
Eine Hartpapierplatte (Pertinax) mit zwei verschiedenen Lochrastern bildet das Grundelement des Systems. Die Bohrungen dienen dem Einsatz von Lötstiften, die mit der Hand an



Kopplungsstufe
Zeichnung: Steger

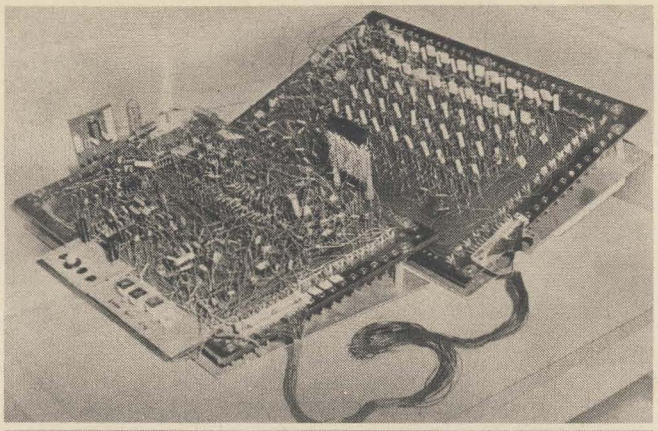


Bild 2: Kopplung von zwei größeren Schaltungskomplexen

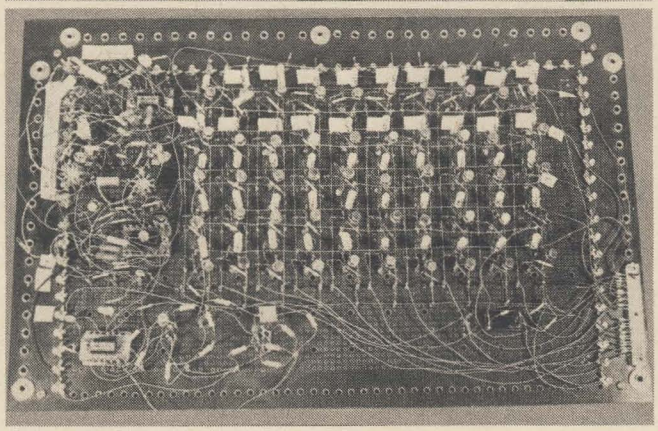


Bild 3: Detaildarstellung einer Laborschaltung

beliebiger Stelle des Rasters eingedrückt und auch wieder entfernt werden können, IS-Karten, kompletten Standardbaugruppen, mechanischen Bauteilen und Bedienelementen.

- IS Karten
  kleine Leiterplatten mit einer Schaltkreisfassung, jedem Pin ist ein Lötstift zugeordnet
- Standardbaugruppen
  im Laborbetrieb häufig eingesetzte Grundschaltungen, die als einsatzbereite Module vorliegen (Bild 1)
- mechanische Bauteile
  Winkel und Platten zum Befestigen von Schaltern, Potentiometern, Elektrolytkondensatoren, Kühlkörpern usw.

Am äußeren Rand der Hartgewebeplatte sind Lötfahnen angeordnet. Sie sind mit jeweils einer Telefonbuchse verbunden. Über die Telefonbuchsen können mehrere Laborexperimentierbretter miteinander mit Laborschnüren verschaltet werden. Die Verbindungen zu externen Geräten, z. B. Generatoren und Meßinstrumenten, sowie die Anschaltung von Betriebsspannungen erfolgen ebenfalls über diese Buchsen.

Die an den Eckpunkten der Platte liegenden Telefonbuchsen sind fest mit einer unter dem Laborbrett befindlichen metallischen Abschirmung verdrahtet und dienen als Masseanschlüsse. Die Abschirmung sichert zugleich durch an ihr befestigte Gummifüße eine gute Standfestigkeit der Laborexperimentierbretter. Dieses seit über zwei Jahren genutzte Laborexperimentierbrettsystem weist folgende Vorteile auf:

- geringer Zeitaufwand beim Aufbau der Versuchsschaltungen
- hohe Flexibilität, da der Einsatz sowohl von diskreten Bauelementen als auch von integrierten Schaltungen und kompletten Standardbaugruppen möglich ist
- gute Kontaktsicherheit
- einfache Anschaltung der Betriebsspannungen
- problemloses Zusammenschalten mehrerer Laborexperimentierbretter und externer Geräte (Bild 2)
- Übersichtlichkeit der Gesamtschaltung und einfache Kontrolle der Leitungsführung Bild 3).

Interessenten an diesem Neuerervorschlag, Reg.-Nr. 50 78, wenden sich bitte an das BfN der Humboldt-Universität zu Berlin, 108 Berlin, Unter den Linden 6.

Dipl.-Ing. Andreas Rauhut und
Ing. Rudolf Becker
Mitteilung aus der Hals-Nasen-Ohrenklinik des Bereiches Medizin (Charité) der Humboldt-Universität zu Berlin

Literatur

[1] Bismark, H.: Universalleiterplatte für einfache Schaltungen mit integrierten Schaltungen. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 1, S. 56

[2] Fredrich, W.; Kob, F.: Universalsteckeinheit zur Realisierung von Versuchsschaltungen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 6, S. 340

[3] Walter, A.: Experimentieraufbau für integrierte Schaltungen. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 9, S. 547

[4] Weigelt, K.: Universelles Bausteinsystem für den Aufbau elektronischer Laborgeräte. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 16, S. 526, 531–535

7. Tagung „Hochvakuum, Grenzflächen/ Dünne Schichten" 1981

Die Physikalische Gesellschaft der Deutschen Demokratischen Republik veranstaltet vom 2. bis 5. März 1981 in Dresden die 7. Tagung „Hochvakuum, Grenzflächen/Dünne Schichten". Folgende Probleme sollen vorgetragen und erörtert werden:

- Vakuumerzeugung und -messung
- Vakuumtechnologien und -ausrüstungen
- Herstellung dünner Schichten mit Vakuumverfahren (einschließlich CVD)
- Zusammensetzung und Struktur dünner Schichten
- Anwendung dünner Schichten
- Verfahren der Oberflächen- und Schichtdiagnostik
- Physikalische und chemische Prozesse an Festkörperoberflächen.

Interessenten wenden sich bitte umgehend an die Physikalische Gesellschaft der DDR
DDR – 1080 Berlin
Am Kupfergraben 7 Telefon: 2 00 06 91.

▼ **Einführung in die Elektronik.** Von diesem Buch von Möschwitzer und Rumpf erschien im VEB Verlag Technik Berlin die 2., bearbeitete Auflage. Das Buch informiert den Leser in einfacher, aber dennoch grundlegender Art über die prinzipiellen elektronischen Eigenschaften der wichtigsten modernen Bauelemente. Die praktischen Anwendungen werden anhand von schaltungstechnischen Beispielen gezeigt. Das Buch ist besonders für die Lehre geeignet. 178 Seiten, 218 Bilder, 11 Tafeln, 14,– Mark, Bestellnummer 552 839 4

▼ **Zwei RFT-Jugendentwicklungen** wurden zur sowjetischen Jugendmesse während der Olympischen Spiele in Moskau ausgestellt. Es handelte sich um das HiFi-Stereokassettendeck SK 900 vom VEB Stern-Radio Sonneberg und den Reiseempfänger Steratrans 2310 mit Zeitschaltuhr vom VEB Stern-Radio Berlin. 1980 werden insgesamt 116 Objekte von der Jugend des Kombinates Rundfunk und Fernsehen vollverantwortlich betreut und bearbeitet.

▼ Eine neue **optische Bildplatte** arbeitet mit einem dünnen amorphen Arsen-Tellur-Selenfilm, der sich auf einer Plastscheibe befindet. In den Film können kleine Löcher mit minimalen Unregelmäßigkeiten mit einem Laser eingebracht werden. Die gleichmäßige Lochform, die für die Informationsspeicherung ausschlaggebend ist, gestattet eine hohes Signal/Rauschverhältnis. Zur Zeit lassen sich in eine derartige Bildplatte von etwa 30 cm Durchmesser 10 000 bis 20 000 Faksimileseiten einspeichern. Der Lochdurchmesser beträgt 0,8 μm oder 0,9 μm. Der Vorteil der Dreikomponenten-Zusammensetzung des Speichermediums besteht darin, daß Veränderungen der Zusammensetzung den Schmelzpunkt nur unwesentlich beeinflussen. Auf diese Weise wird die Aufzeichnung selbst günstig gestaltet. Ziel der weiteren Arbeit ist es, durch entsprechende Verbesserungen auch Fensehbilder aufzeichnen zu können.

▼ In der Sowjetunion ging mit der Bezeichnung „Elektronika ТДК-3" ein **Quadrofoniekopfhörer** in die Serienproduktion. Es ist für die Wiedergabe von Quadro-, Stereo- und Monosignalen verwendbar und hat ein dynamisches Vierkanal-Tonwiedergabesystem. Die Betriebsarten sind umschaltbar, die Leistungsaufnahme ist gering. Der Eingangswiderstand entspricht dem üblichen Standard, so daß der Kopfhörer an jede handelsübliche Signalquelle anschließbar ist.

Technische Daten

Leistung	100 mW
Wirkwiderstand jedes Kanals bei 1 kHz in allen drei Betriebsarten	8 Ω
Wiedergabefrequenzbereich	20...20 000 Hz
maximaler Klirrfaktor bei 1 kHz und 94 dB Schalldruck	1 %
Masse	0,8 kg

▼ **Ein relativ lockeres Einfügen von Lichtleitern im Kabel** vermeidet Verluste, die sonst durch Druck- oder Quetschbelastungen auf die Faser auftreten. Jüngsten Forschungsergebnissen zufolge sind gerade derartige mechanische Belastungen für Verluste in Lichtleitfasern verantwortlich. Die mechanische Stabilität wird durch einen Kern im Faserkabel erzielt. Die einzelnen Fasern werden in konkave Teile eines mit Polyäthylen beschichteten Aluminiumwellrohres eingelegt. Über eine Abdeckung und durch Einschmelzen mit dem Polyäthylenüberzug wird ein permanenter Verschluß erzielt.

▼ Zur Verbindung weit auseinanderliegender Rechenanlagen bietet sich die optische Nachrichtentechnik auf Grund ihrer günstigen Eigenschaften an. Ein Beispiel dafür ist ein **optisches Übertragungssystem,** das eine Entfernung von 10 km überbrückt. Übertragungsweg ist die Atmosphäre. Dadurch kann das System mobil gestaltet und leicht errichtet werden. Die Laserdiode emittiert bei 890 nm mit einer Lei-

stung von 1 W. Es werden Pulse von 50 ns Länge eingesetzt. Auf der Empfängerseite fokussiert eine 40-cm-Plast-Fresnellinse die Strahlung auf eine Siliziumfotodiode.

▼ **Hochintegrierte GaAs-Schaltungen für den X-Frequenzbereich** lassen sich mit einer verbesserten Dotierungsmethode herstellen. GaAs-Material hat günstige Eigenschaften zum Ausbau von integrierten Schaltungen durch sein geringes Rauschen und seine guten Hochfrequenzeigenschaften. Besonderheit derartiger Schaltungen ist die Realisierung von Feldeffekttransistoren, die mit Hilfe einer aus GaAs abgestimmten Ionenimplantation hergestellt werden. Bisher traten jedoch bei der Anwendung der Ionenimplantation auf der GaAs-Oberfläche Strahlenschäden auf, da dieses Material wesentlich temperaturempfindlicher als Silizium ist. Einen Ausweg bildet hier eine Schutzschicht aus Siliziumnitrid, die mit Hilfe eines Plasmaniederschlages auf dem GaAs aufgebracht wird. Von besonderem Vorteil ist die Tatsache, daß Siliziumnitrid bei niedrigen Temperaturen aufgebracht werden kann, wodurch sich reproduzierbare Eigenschaften wie bei der Implantierung von Silizium ergeben.

▼ **Auf dem Gebiet der Bildwiedergabetechnik** haben ausgewählte Prinzipien einen Stand erreicht, der durch den Übergang von der Erprobung erster Versuchsmuster zum praktischen Einsatz gekennzeichnet wird. Ein Beispiel dafür sind Anzeigeeinrichtungen in Gleichstrom-Elektrolumineszenztechnologie, die im Armaturenbrett von Kraftfahrzeugen eingesetzt werden sollen. Derartige Anzeigeeinrichtungen erzeugen ein helles gelbes Licht und sind gut sichtbar. Angezeigt werden die Drehzahl, der Batterieladezustand und die Uhrzeit. Das Ziel der weiteren Entwicklung ist es, für das Armaturenbrett ein einziges Glassubstrat für unterschiedliche Anzeigezwecke zu verwenden. Bei der Herstellung dieser Anzeigeelemente wird auf die Fotolithografie, auf Aufdampftechnologien und auf Siebdrucktechniken zurückgegriffen. Die Anzeigeeinrichtung verwendet als Phosphore Zinksulfidpulver, die mit polykristallinem Kupfer und Mangan dotiert sind. Der Nachteil der Gleichstrom-Elektrolumineszenzanzeige, die notwendige Steuerspannung von 120 V, konnte mit einem speziellen Gegentaktbetrieb von 60 V umgangen werden. Damit eröffnen sich neue Möglichkeiten, diese Spannungsgrößen mit bipolaren Bauelementen bereitzustellen. Weiterhin ist auch Multiplexbetrieb der Anzeigeelemente möglich.

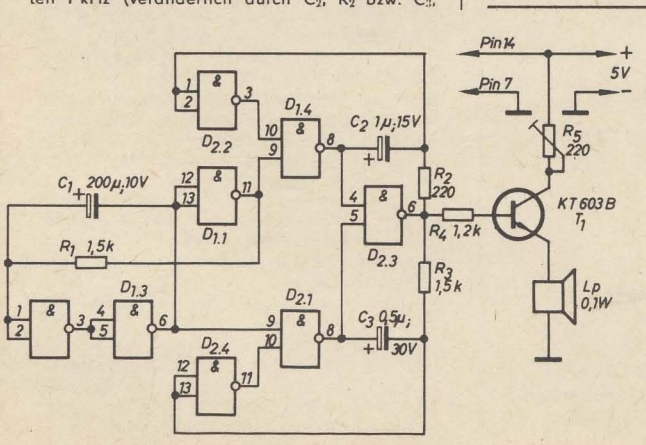
▼ Das Bild aus Radio 60 (1979) H. 9, S. 53, zeigt die Schaltung eines **Zweiton-Gongs,** bei dem im Unterschied zu bekannten Erzeugnissen die Töne ineinander übergehen. Die Gatter $D_{1.1}$ und $D_{1.3}$ sowie R_1 und C_1 bilden den Schaltgenerator. Seine Umschaltfrequenz hängt von C_1 und R_1 (Umladezeitkonstante) ab und beträgt im Beispiel 0,7...0,8 Hz. Diese Schaltimpulse werden auf die Tongeneratoren gegeben, die aus $D_{1.4}$, $D_{2.2}$ und $D_{2.3}$ bzw. aus $D_{2.1}$, $D_{2.4}$ und $D_{2.3}$ bestehen. Die Frequenz des ersten Generators beträgt 600 Hz, die des zweiten 1 kHz (veränderlich durch C_2, R_2 bzw. C_3, R_3). Transistor T_1 verstärkt das Signal, dessen Amplitude mit R_5 einstellbar ist. Der Gong wird durch Anlegen der Betriebsspannung eingeschaltet. Zum Einstellen der Tonhöhen ist die Schaltfrequenz durch zeitweilige Parallelschaltung eines Kondensators von 2 000 bis 4 000 µF zu C_1 auf 0,1...0,05 Hz zu senken.

▼ **Ein automatisiertes Leitsystem,** das die Bezeichnung „Gorod" trägt, regelt in Alma-Ata und Taschkent den Verkehrsablauf. Dabei werden die Ampeln an Straßenkreuzungen so geschaltet, daß unnötige Standzeiten der Kraftfahrzeuge ausgeschlossen werden. Spezielle Geber, die in einem bestimmten Abstand von der Kreuzung am Straßenrand installiert sind, übermitteln Informationen über die Anzahl und Geschwindigkeit der Fahrzeuge an eine elektronische Datenverarbeitungsanlage. Diese berechnet dann daraus die optimale Verkehrsvariante und schaltet die Ampeln um. Ein Operator am zentralen Steuerpult des Systems verfolgt die Verkehrssituation auf den Bildschirmen einer Fernsehanlage und kann zu jedem beliebigen Zeitpunkt Veränderungen vornehmen.

▼ **Eine neue Magnetlegierung** kommt im Gegensatz zu bekannten Magnetwerkstoffen wie Alnico mit einem geringen Anteil an Kobalt aus. Deshalb lassen sich die Kosten trotz der steigenden Kobaltpreise senken. Die neue Magnetlegierung enthält nur 5...12 % Kobalt, weiterhin Chrom und Eisen sowie einige Zusätze anderer Elemente. Durch eine spezielle Verarbeitungstechnologie werden die kugelförmigen Legierungsteilchen länglich ausgeweitet. Sie gestatten somit eine stärkere strukturelle und magnetische Formation, die einen geringeren Kobaltanteil erfordert. Weiterhin wird eine Wärmebehandlung in einem Magnetfeld überflüssig.

▼ **Ein neues HF-System** mit einer entsprechenden Antennenanordnung gestattet eine effektive und umweltfreundliche Erdölförderung. Dazu wird in die erdölhaltige Schiefertonschicht ein Antennenstabsystem eingeführt, das in zwei Stufen mit HF-Signalen versorgt wird. Signale mit einer Frequenz von 1 MHz erhöhen die Schichttemperatur über 100 °C, so daß freies Wasser verdampft, kleine Risse erzeugt und in die umgebenden Schichten abwandert. In der zweiten Stufe wird HF-Energie mit einer Frequenz von 100 kHz...100 MHz eingesetzt, die die Schicht über einige Stunden oder Tage erwärmt, wobei schließlich nicht mehr das Gestein Energie absorbieren kann, sondern nur noch das Kerogen. Das Kerogen wird langsam zu Öl umgesetzt. Die Schicht bleibt im wesentlichen kühl, so daß das Öl durch Risse abgepumpt werden kann.

▼ Ein **Rundumlautsprecher** in neuartiger Bauweise besteht aus drei strahlenden Systemen, die metallische Biegesegmente enthalten. Die Bewegungsrichtung der antreibenden Schwingspule steht senkrecht zur Richtung, in der sich die Membransegmente verformen und Schall abstrahlen. Damit wird näherungsweise das Prinzip der pulsierenden Kugel realisiert. Die Biegesegmente bestehen für den Tief- Mittel- und Hochtonbereich aus Metall mit entsprechenden Sicken für höhere Steifigkeit. Die drei Abstrahlsysteme werden von zwei Schwingspulensystemen angetrieben, wobei die pulsierenden Strahlkörper selbst nicht hohl sind. Ein derartiger Lautsprecher ist etwa 76 cm hoch und benötigt eine Betriebsleistung von mindestens 20 W.



▼ **Ein interaktives Übertragungssystem** für Fernsehprogramme und Fernsprechkanäle über Glasfasern besteht aus einer zentralen Vermittlungseinrichtung, den Teilnehmern und den Subsystemen für die optische Übertragung aller Kanäle im Wellenlängen-Multiplexbetrieb über ein Kabel mit einer einzigen Glasfaser. Das optische Übertragungssystem hat drei Kanäle mit den Wellenlängen von 750, 820 und 920 nm sowie einen Rückkanal mit einer Wellenlänge von 1 200 nm. Die Kanäle mit 820 und 920 nm übertragen je ein Fernsehprogramm mit den dazugehörigen Tonsignalen, die beiden anderen Kanäle werden für drei Telefonanschlüsse in beiden Gesprächsrichtungen verwendet. Auf dem Übertragungsweg werden optische Teilungsfilter eingesetzt, die aus halbdurchlässigen Spiegeln mit wellenlängenselektiver Verspiegelung in Vierschichttechnik und geeigneten Linsen bestehen.

▼ **Auf Grundlage des Ultraschall-Doppler-Prinzips** läßt sich eine Durchflußkontrolleinheit für Schüttgüter realisieren, wobei der Sensor des Gerätes Ultraschall mit einer konstanten Frequenz von 40 kHz abstrahlt. Dieser Ultraschallstrahl wird vom Schüttgut reflektiert und wieder empfangen. Die Frequenz des reflektierten Schalls ist höher oder niedriger als die des ausgesandten, je nachdem, ob sich das Schüttgut in Richtung auf den Sensor zu bewegt oder sich von ihm entfernt. Die Frequenzdifferenz zwischen ausgesandtem und empfangenem Ultraschall wird ausgewertet. Bewegt sich das Schüttgut in der Schallkeule, so ergibt sich auch keine Frequenzänderung. Eine gegenüberliegende Wand stört den Strahldetektor nicht. Ein unter dem Schüttstromdetektor durchlaufendes Förderband reflektiert die Ultraschallwellen ebenfalls ohne Frequenzänderung, so daß auch Schüttgut auf laufenden Bändern oder an Bandübergangsstellen überwacht werden kann.

▼ Die Entwicklungstendenz der Konsumgüterelektronik zu Kombinationsgeräten zeigt sich in einem **Doppelkassetten-Tonbandgerät,** das zwei Kassettentonbandgeräte in einem Gehäuse vereint. Mit diesem Gerät ist nicht nur das stereofone Vertonen von Diaserien und von Filmen einschließlich der notwendigen Steuer- und Synchronsignale möglich, sondern auch das Überspielen von einer Tonbandkassette auf eine andere. Das Überspielen und das Mischen lassen sich mit einem Mischpult und mit einem Kontrollautsprecher überwachen. Der Diaprojektor wird über eine Zeitgeberschaltung gesteuert, die stufenlos von 4...100 s programmierbar ist. Das Mischpult hat mehrere Eingänge für Plattenspieler, Tonbandgerät und Mikrofon. Jeder Eingang ist mit einem Vorpegeleinsteller ausgestattet. Exaktes Überblenden und Auffinden von Schnittstellen werden dadurch möglich, daß das Kassettentonbandgerät auch langsamer laufen kann.

▼ **Moderne Drucksensoren** werden auf einem kleinen quadratischen Siliziumchip aufgebaut, in dem einseitig eine dünne und kreisförmige Druckmembran eingeätzt ist. In die Membran werden mit Hilfe der Ionenimplantation vier Piezowiderstände integriert und zu einer linearen und empfindlichen Brückenschaltung verbunden. Unter Druck wölbt sich die Membran. Die dabei entstehende Widerstandsänderung ergibt eine druckproportionale Ausgangsspannung, die eine Druckmessung in unterschiedlichen Druckbereichen zwischen 0 und 2,068 10^5 Pa gestattet.

Leserpost

Betr.: Einheitliche Diodenanschluß- und Uberspielkabel

Ausgehend von der Feststellung, daß das gegenwärtig bestehende System der Kontaktbelegung von Rundsteckverbindern für elektroakustische und rundfunktechnische elektronische Heimgeräte nicht optimal und damit unnötig kompliziert in der Nutzung ist, schlage ich eine Vereinfachung vor.

Der grundsätzliche Mangel des bestehenden Systems ist, daß die Diodenbuchsen verschiedener Geräte, z. B. Rundfunkempfänger und Schallaufzeichnungsgeräte, nicht einheitlich nach dem Signalfluß beschaltet sind. Bei Monogeräten sieht das wie folgt aus (für Stereo gelten die gleichen Überlegungen, es ist nur der 2. Kanal hinzuzufügen):

Rundfunkempfänger	Signalausgang Anschluß 1 Signaleingang Anschluß 3
Schallaufzeichnungsgerät	Signalausgang Anschluß 3 Signaleingang Anschluß 1

Das hat zur Folge, daß zur Signalhin- und -rückleitung zwischen Empfänger und Aufzeichnungsgerät ein Kabel verwendet werden muß, das von beiden Geräten Anschluß 1 mit 1 und Anschluß 3 mit 3 verbindet (Bild 1). Dieses Kabel ist als Diodenanschlußkabel erhältlich.

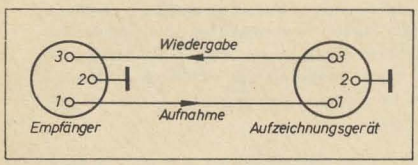


Bild 1

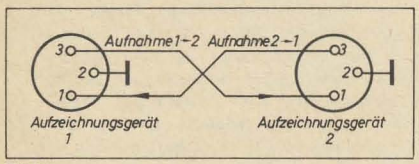


Bild 2

Will man dagegen zwei Aufzeichnungsgeräte zum Zweck von Überspielungen zusammenschalten, wird ein Kabel benötigt, das jeweils Anschluß 3 (Ausgang) des einen mit Anschluß 1 (Eingang) des anderen Gerätes verbindet (Überspielkabel, s. Bild 2). Beide Kabel unterscheiden sich äußerlich nicht!

Mein Vorschlag lautet nun, die Buchsen von Empfänger und Aufzeichnungsgerät einheitlich nach dem Signalfluß zu beschalten, z. B. für dreipolige Buchsen unabhängig vom Gerät Eingang – Anschluß 3, Ausgang – Anschluß 1. Damit wird das Diodenanschlußkabel überflüssig (s. Bild 3). Außerdem entfallen die sog. PL-Buchsen, die an einigen Tonbandgeräten zusätzlich angebracht werden, um Plattenspieler, die auf einem Stecker enden, direkt mit dem Tonbandgerät verbinden zu können.

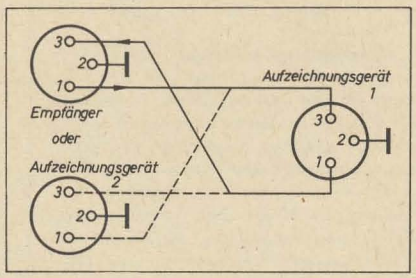


Bild 3

Mit der vorgeschlagenen einheitlichen Anschlußbelegung von Diodenbuchsen und -steckern entsprechend dem Signalfluß ist die richtige Zusammenschaltung der Ein- und Ausgänge beliebiger Geräte der Heimakustik unverwechselbar gesichert. Dreipolige und fünfpolige Diodenanschlußkabel, PL-Buchsen oder Signalumschalter im Innern eines Gerätes entfallen.

Vom VEB Kombinat Stern-Radio Berlin, dem ich diesen Neuerervorschlag eingereicht hatte, wurde eingeschätzt, daß er „eindeutig Vorteile gegenüber dem bestehenden Zustand" aufzeigt. Die Kontaktbelegung sei jedoch international einheitlich genormt und könne nicht geändert werden, bevor nicht die Notwendigkeit nachgewiesen wurde.

Sollte man diesen Vorschlag nicht international prüfen, anstatt ihn mit der einfachen Begründung, die Norm könne nicht geändert werden, abzulehnen? Schließlich gilt auch für die Hersteller von Diodenkabeln, -steckern und -buchsen, mit jedem Gramm Material, mit jeder Stunde Arbeitszeit sparsam umzugehen!

H. Sch., Großbeeren

Wir stellen den Vorschlag zur Diskussion.

*

Ich suche die Daten des sowjetischen Si-pnp-Transistors КТ 209 Б und des Thyristors Д 235 Г.

U. H., Eisleben

Die Daten Ihrer Halbleiterbauelemente:
КТ 209 Б: Siliziumtransistor mit $U_{CB\,max} = -15\,V$; $I_{C\,max} = -300\,mA$; $U_{EB\,max} = -10\,V$; $f_{h21b} = 5\,MHz$; $R_{thjU} = 0{,}45\,K/mW$ *bzw.* $P_{v\,max} = 200\,mW$ *bei Zimmertemperatur.*
Д 235 Г: Si-Thyristor mit $U_{rr} = +80\,V$; $I_D = +2\,A$; $I_{gt} = 20\,mA$; $t_{on} \leqq 5\,\mu s$; $t_{off} = 35\,\mu s$. *Dieser veraltete Kleinthyristor wird übrigens seit vielen Jahren nicht mehr hergestellt.*

*

Mehrere Leser fragten uns nach den technischen Daten des sowjetischen Transistors КТ 333 А: $U_{CB\,max} = +10\,V$; $I_{C\,max} = +45\,mA$; $U_{EB\,max} = +3{,}5\,V$; f_T *nicht bekannt;* $R_{thjU} = 3{,}0\,K/mW$ *bzw.* $P_{v\,max} = 15\,mW$ *bei Zimmertemperatur.*

radio fernsehen elektronik

Verlag
VEB Verlag Technik
DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter
Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion
Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52), Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38), Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat
Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III 18 36

Anzeigenannahme
DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen.
Anzeigenpreisliste Nr. 6

Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten
DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečať und Postämter
SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana
VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti
ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava
Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking
SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293
Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien
Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · AUGUSTHEFT 8·1980

Wozu Standards . . .

. . . könnte man fragen, sieht man sich die doch immerhin verbindlichen Unterlagen, wie z. B. Datenblätter es ja sein sollten, einiger Firmen an. Besonders interessant ist die Anwendung der TGL 16 056, die bekanntlich seit spätestens 1978 die Symbolik für die Darstellung binärer logischer Elemente verbindlich vorschreibt. In [1] informierte rfe rechtzeitig darüber. Daß dieser für die Verständigung der Fachleute und damit auch für die oft geforderte Effektivität der Volkswirtschaft äußerst wichtige Standard noch sehr erhebliche Lücken aufweist, weiß jeder, der mit ihm arbeiten muß, also auch die Redaktion von radio fernsehen elektronik. Aber die Industrie, der Hersteller dieser genannten „binären logischen Elemente" selbst, müßte es eigentlich besser machen. Müßte.

Wie sollte z. B. eine Funktionseinheit wie „Ansteuerschaltkreis" oder „CPU" innerhalb dieser TGL 16 056 dargestellt werden? Selbstverständlich können wir darauf keine verbindliche Antwort geben; so, wie es der VEB Funkwerk Erfurt macht, scheint es unseres Erachtens nicht zu gehen. Die im Bild 1 gezeigte Darstellungsweise ist zumindest unbefriedigend, man könnte auch sagen, daß sie einfach falsch ist. Schließlich soll etwas verständlich gemacht werden, die Information darf also nicht derart kodiert werden, daß sie absolut unverständlich wird. In derartigen ungeklärten Fällen wäre es sicherlich sinnvoller, man verzichtete völlig auf die Anwendung dieses Standards, als einen Sachverhalt in ihn hineinzupressen. Er ist eben (noch?) nicht darauf eingerichtet, und man kann einfachere Methoden (s. Bild 2 in [3]) wählen, vor allem, wenn es sich nur um die Darstellung einer Anschlußbelegung handelt. Doch diese oft mißverstandene TGL hat nicht nur Lücken, sie schreibt auch so einiges sehr verbindlich in logischer und einleuchtender Form vor. Sie gibt u. a. an, wie Ein- und Ausgänge und auch solche, die keine logische Information tragen, dargestellt werden müssen. Man fragt sich also wieder, aus welchen Gründen der VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) in seine Datenblätter Bilder, wie im Bild 2 gezeigt, aufnimmt. Sollte das etwa vom Feeling oder vom Gemütszustand des bearbeitenden Ingenieurs abhängen? Doch wohl kaum. Derartige Darstellungsweisen widersprechen nicht nur jedem Standard, sie sind auch dem allgemeinen Verständnis höchst abträglich. Für diesen speziellen Fall heißt es in [2]:

„Die Eingänge des logischen Elements sind an der linken Seite und die Ausgänge an der rechten darzustellen. . . . Es ist nicht zulässig, . . . das Schaltzeichen zu drehen . . . Anschlüsse von Logikgliedern, die nicht zur Aufnahme oder Abgabe logischer Variabler dienen – also keine logischen Eingänge oder Ausgänge sind – dürfen an der linken und oder rechten Seite dargestellt werden."

Das ist deutlich. Bild 3 zeigt eine standardgemäße Darstellung dieser Schaltung. Bleibt also die Frage, warum die Industrie nicht kann oder will.

Die Diskussion sei damit eröffnet.

Wolfgang E. Schlegel

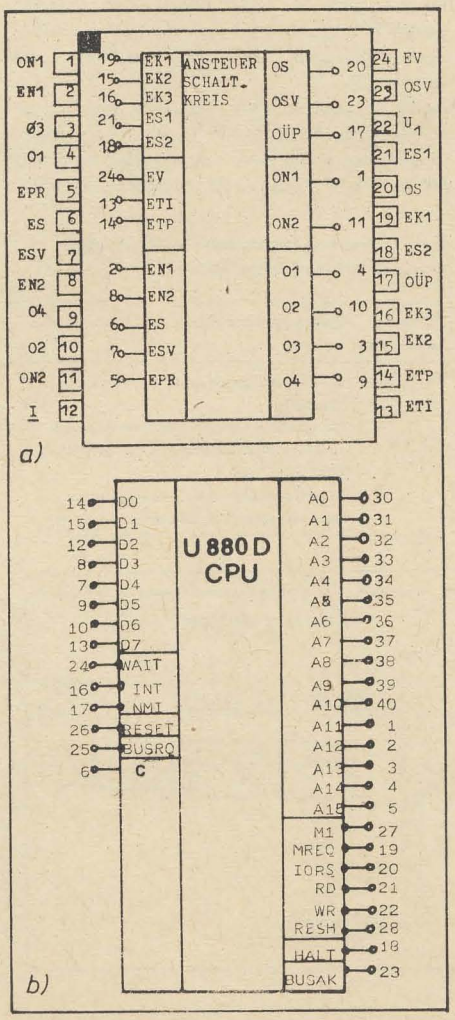


Bild 1: Anschlußbelegung nach VEB FWE. a) U 706 D; b) U 880 D

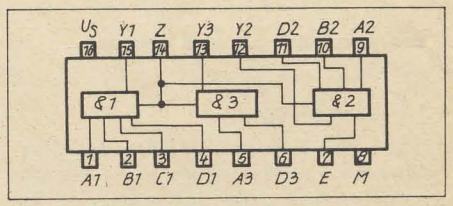


Bild 2: Anschlußbelegung der D 410 D nach VEB HFO

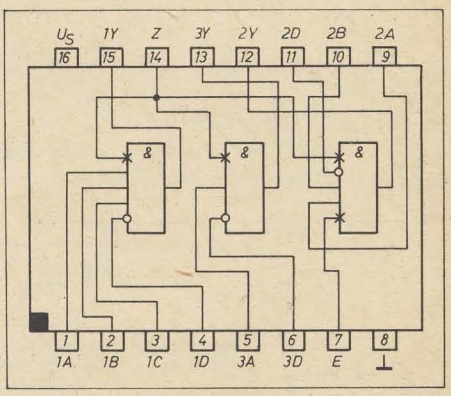


Bild 3: Anschlußbelegung der D 410 D nach rfe

Literatur

[1] Thomas, J.: Neue Symbole zur Darstellung logischer binärer Elemente. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 18, S. 595–598

[2] TGL 16 056/01 bis TGL 16 056/06: Logische binäre Elemente

[3] Graichen, G.; Niksch, D.: Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 143–149

Neue RGW-Standards für akustische Meßgeräte

Dr.-Ing. HEINZ WEISSING

Mitteilung aus dem VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden

In vielen Zweigen der Volkswirtschaft befindet sich eine wachsende Zahl von Schallpegelmessern, Terz- und Oktavfiltern und anderen akustischen Meßgeräten im Einsatz. Da die Meßergebnisse häufig die Grundlage für bedeutsame technisch-ökonomische Entscheidungen bilden, müssen die Geräte genau definierte, durch Standards verbindlich vorgeschriebene Eigenschaften haben. Der vorliegende Beitrag stellt hierzu zwei neue RGW-Standards vor, die für Schallpegelmesser, Terz- und Oktavfilter als wichtigste akustische Meßgeräte progressive, den modernen Stand der Technik widerspiegelnde Vorgaben festlegen.

Der RGW-Standard 1351-78 für Schallpegelmesser [1] entspricht inhaltlich weitgehend der IEC-Empfehlung Publication 651 „Sound Level Meters" [2], ist jedoch redaktionell anders aufgebaut. Auch der neue Filterstandard ST RGW 1807-79 [3] fußt auf der entsprechenden IEC-Empfehlung Publication 225 „Octave, half-octave and third-octave band filters intended for the analysis of sounds and vibrations" [4] aus dem Jahre 1966, geht aber in einigen Punkten deutlich über sie hinaus. Beide RGW-Standards ersetzen mit ihrem Inkrafttreten den größten Teil der 1969 eingeführten RGW-Empfehlung RS 1873-69 „Schallpegelmeßgeräte" [5] sowie die daraus abgeleiteten nationalen Standards von RGW-Ländern, so zum Beispiel TGL 200-7755 Blatt 1 und Blatt 2 [6] [7] aus dem Jahre 1971. Zweifellos sind die Standards in erster Linie für den Hersteller der Meßgeräte von Bedeutung, jedoch sollte auch der Anwender der Geräte die wesentlichsten Festlegungen kennen, um die Geräte effektiver einsetzen und Fehlmessungen mit größerer Sicherheit vermeiden zu können.

1. Begriffsbestimmung und Klasseneinteilung

1.1. Schallpegelmesser

Ein Schallpegelmesser im Sinne des Standards ist ein elektronisches Meßgerät, das den Schalldruck p der Luft aufnimmt, bewertet und in logarithmischem Maßstab als Schalldruckpegel L

$$L_{XY} = 20 \lg \frac{\tilde{p}_{XY}}{p_0} \, dB(XY) \qquad (1)$$

$\tilde{p}_{XY}$ = bewerteter Schalldruck (Effektivwert)

p_0 = 20 μPa (Bezugswert)

anzeigt. X und Y kennzeichnen hierbei die gewählte Frequenz- und Zeitbewertung (s. Abschn. 2.1.); ohne diese Angaben ist das Meßergebnis wertlos.

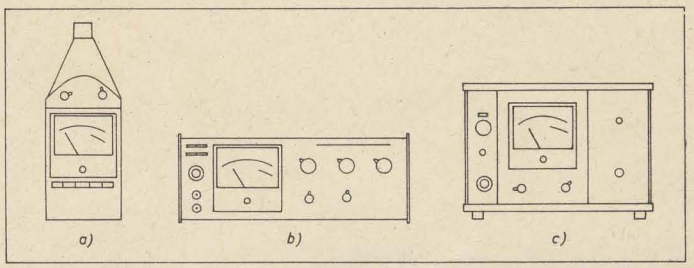
Zum besseren Verständnis der Funktion ist im Bild 1 das Blockschaltbild eines üblichen Schallpegelmessers konventioneller Schaltungsstruktur angegeben. Bei modernen Geräten lassen sich allerdings häufig die einzelnen Baugruppen nicht mehr deutich voneinander abgrenzen. Darüber hinaus gibt es zunehmend mehr Geräte, deren Blockschaltbild von der dargestellten konventionellen Struktur merklich abweicht [8].

Auch in konstruktiver Hinsicht sind unterschiedliche Ausführungsarten üblich, deren Grundformen im Bild 2 dargestellt sind. Bei kleinen und billigeren tragbaren Geräten ist das Meßmikrofon in der Regel direkt am Schallpegelmesser angebracht. Das vereinfacht den mobilen Einsatz; allerdings entstehen durch das Gehäuse und die das Gerät haltende Bedienungsperson trotz aller Gegenmaßnahmen (konisch zulaufendes Gehäuse, Distanzstück zwischen Mikrofonkapsel und Gehäuse) unvermeidlich Schallfeldverzerrungen, die die Meßunsicherheit erhöhen.

Geringe Meßunsicherheiten setzen die räumlich getrennte Aufstellung des Mikrofons voraus. Deshalb sind Schallpegelmesser der höheren Genauigkeitsklassen mit einem über Kabel anschließbaren Meßmikrofon (Kapsel und Vorverstärker) ausgestattet oder bieten zumindest wahlweise diese Anschlußmöglichkeit. Das gilt für tragbare Schallpegelmesser, die der Messende in einer Tragetasche mitführen kann, in gleicher Weise wie für die Labor- und Betriebsmeßgeräte zum stationären Einsatz.

Um die sehr unterschiedlichen Anforderungen der Meßpraxis hinsichtlich Aufwand, Genauigkeit und Meßkomfort erfüllen zu können, sieht der neue RGW-Standard für Schallpegelmesser vier Genauigkeitsklassen (gegenüber bisher zwei) vor, deren Benennung und Zweckbestimmung aus der Tafel 1 zu ersehen sind. Geräte der Klasse 0 sind vorrangig als Referenznormale zur Kontrolle weiterer betriebsmäßig eingesetzter Schallpegelmesser vorgesehen. Die Klasse 1 ist unter Verschärfung aus der bisherigen „Präzisionsklasse", die Klasse 2 aus der bisherigen „Klasse normaler Genauigkeit" entstanden. Geräte der Klasse 3 sind ausgesprochene Billiggeräte für Messungen orientierenden Charakters.

Bild 2: Konstruktive Ausführungsarten industriell hergestellter Schallpegelmesser



a) Tragbares Gerät mit einem in die Gehäusekonstruktion einbezogenen Meßmikrofon; b) tragbares Gerät mit getrennt aufzustellendem Meßmikrofon; c) Labor-Schallpegelmesser in modularer Ausführung, vorwiegend für den stationären Einsatz

Tafel 1: Genauigkeitsklassen von Schallpegelmessern, Terz- und Oktavfiltern

Genauigkeitsklasse	Zweckbestimmung
0	als Normalgerät (nur Schallpegelmesser)
1	für genaue Labor- und Betriebsmessungen unter definierten akustischen Bedingungen
2	für allgemeine Betriebsmessungen
3	für orientierende Betriebsmessungen

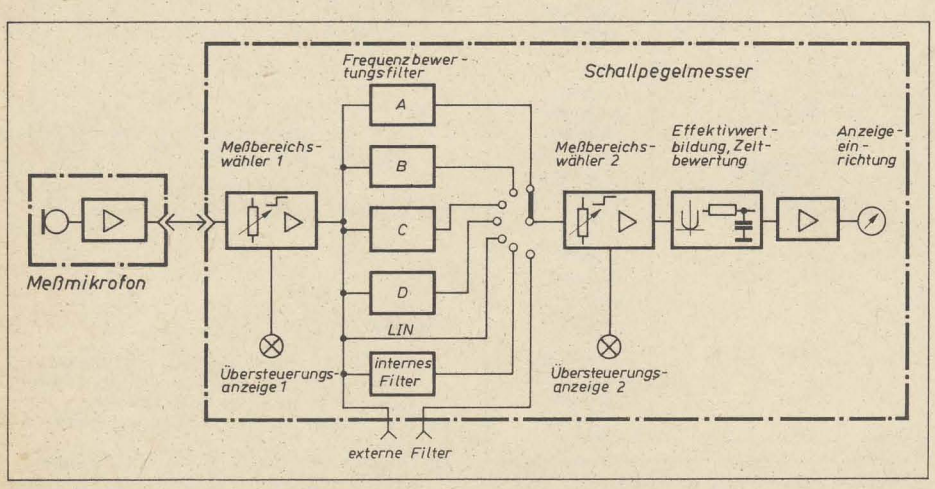


Bild 1: Vereinfachtes Blockschaltbild eines konventionellen Schallpegelmessers

1.2. Terz- und Oktavfilter

Elektronische Terz- und Oktavfilter im Sinne des Standards sind Bandpässe mit einem im Idealfall rechteckförmigen Verlauf der Durchlaßkurve. Bild 3 zeigt ein einfaches Ersatzschaltbild, das das Zusammenwirken des Filters mit der Signalquelle und der nachfolgenden Anzeige- oder Auswerteeinrichtung beschreibt. Im Bild 4 ist die ideale rechteckförmige Durchlaßkurve

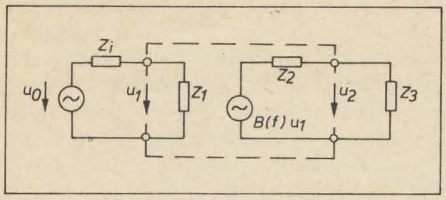


Bild 3: Ersatzschaltbild eines Terz- oder Oktavfilters in Zusammenschaltung mit der Signalquelle (links) und einem Folgegerät (Anzeige- oder Auswerteeinrichtung; rechts)

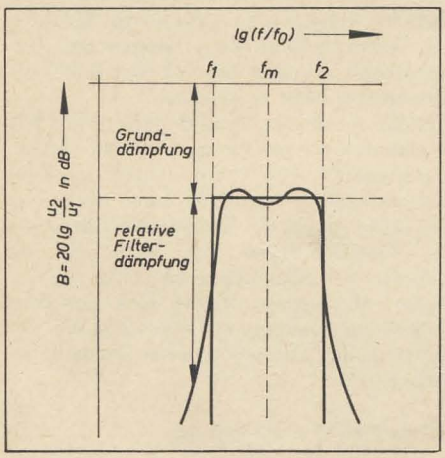


Bild 4: Frequenzabhängigkeit des Übertragungsfaktors B eines realen und eines idealen Terz- oder Oktavfilters

der eines realen Filters gegenübergestellt. Terz- und Oktavfilter gehören in die Kategorie der Bandpässe mit konstanter relativer Bandbreite. Das Verhältnis von oberer und unterer Grenzfrequenz f_2/f_1 bleibt unabhängig von der eingestellten Mittenfrequenz immer konstant und beträgt

bei Oktavfiltern

$$\frac{f_2}{f_1} = 2$$

bei Terzfiltern

$$\frac{f_2}{f_1} = \sqrt[3]{2}$$

Auch bei Terz- und Oktavfiltern gibt es eine Vielfalt unterschiedlicher Ausführungsformen. Grundsätzlich ist zu unterscheiden zwischen einem Einzelfilter, dessen Mittenfrequenz im interessierenden Frequenzbereich umgeschaltet wird, und einer Filterbank aus einer Anzahl parallel betriebener Einzelfilter mit aneinander angrenzenden Mittenfrequenzen.

Die Filterbank erfordert einen wesentlich größeren gerätetechnischen Aufwand, führt dafür aber durch die Möglichkeit der gleichzeitigen parallelen Verarbeitung aller Spektralanteile zu einer neuen Qualität der Messung (Echtzeitanalyse).

Die in der Tafel 1 vorgestellte Einordnung in Genauigkeitsklassen hat mit Ausnahme der Klasse 0 auch für Terz- und Oktavfilter Gültigkeit. Die Klasse 2 entspricht genau den Forderungen der IEC-Empfehlung Publication 225 [4] und stellt damit die Verbindung zu diesem Dokument her. Filter der Klasse 1 erfüllen besonders hinsichtlich Weitabselektion und Störabstand sehr hohe Forderungen, während die Klasse 3 wiederum den (für viele Anwendungsfälle ausreichenden) Billiglösungen vorbehalten ist. Eine Genauigkeitsklasse 0 gibt es nicht, weil sich die Filtereigenschaften mit elektrischen Mitteln relativ einfach und genau nachmessen lassen, so daß ein „Normalfilter" nicht benötigt wird.

Der Standard ST RGW 1807-79 gilt nicht für Schmalbandfilter mit meist kontinuierlich durchstimmbarer Mittenfrequenz, wie sie für detaillierte Untersuchungen in der Schall- und Schwingungsmeßtechnik Anwendung finden. Auf diesem Gebiet ist der erreichte Stand noch so uneinheitlich und wenig gefestigt, daß in naher Zukunft nicht mit einer Standardisierung der Geräteeigenschaften zu rechnen ist.

2. Wichtigste Festlegungen

2.1. ST RGW 1351-78 „Schallpegelmesser" [1]

2.1.1. Frequenzbewertung

Ein Schallpegelmesser muß das Meßsignal in bestimmter Weise bewerten, bevor er es zur Anzeige bringt. Dies erfolgt, um die Eigenschaften des Gerätes zumindest grob an die des menschlichen Gehörs anzugleichen oder um bestimmte physikalische Größen (Schalleistung) einheitlich bestimmen zu können.

Zur Frequenzbewertung legt der Standard die Bewertungskurven A, B, C und D sowie die Betriebsart „LIN" (keine Frequenzbewertung) fest. Der Verlauf der Kurven ist im Bild 5 dargestellt. Dazu ist auf der Ordinante aufgetragen, um welchen Betrag die Empfindlichkeit (das Übertragungsmaß) des Schallpegelmessers in Abhängigkeit von der Frequenz von dem Wert bei 1 000 Hz abweichen muß. Die Forderung bezieht sich auf ebene Schallwellen, die aus einer vom Hersteller festzulegenden Bezugseinfallsrichtung (in der Regel Mikrofonachse) auf den Schallpegelmesser treffen.

Die Kurven A, B und C entsprechen ausgewählten „Kurven gleichen Lautstärkepegels", von denen sie ursprünglich auch abgeleitet worden sind. Die D-Kurve wurde erst vor relativ kurzer Zeit speziell zur Beurteilung der belästigenden Wirkung von Fluglärm eingeführt. Die A-Kurve muß in jedem Schallpegelmesser enthalten sein, da die überwiegende Mehrzahl der Standards und Vorschriften zur Lärmmessung und -bewertung die A-Bewertung vorschreibt. Alle anderen Frequenzbewertungen – einschließlich der Betriebsart „LIN" – sind im Gegensatz zu früheren Festlegungen jetzt fakultativ.

Im Bild 6 sind für die Schallpegelmesser der vier Genauigkeitsklassen die maximal zulässigen Abweichungen aufgetragen, die zwischen den Sollkurven und dem tatsächlichen Frequenzverlauf auftreten dürfen. Es ist zu erkennen, daß Schallpegelmesser in folgenden Frequenzbereichen ein definiertes Verhalten zeigen müssen:

Klasse 0: 20 Hz...20 kHz
Klasse 1: 20 Hz...12,5 kHz
Klasse 2: 20 Hz... 8,0 kHz
Klasse 3: 31,5 Hz... 8,0 kHz

Außerhalb dieser Bereiche darf die Empfindlichkeit des Schallpegelmessers für eintreffenden Schall auf Null zurückgehen.

2.1.2. Absolutempfindlichkeit

Schallpegelmesser müssen die Messung absoluter Pegel unter Bezug auf den Referenzwert $p_0 = 20\ \mu Pa$ ermöglichen. Zu diesem Zweck ist das Gerät unter Referenzbedingungen bei einer Bezugsfrequenz zwischen 200 Hz und 1 000 Hz und bei einem wählbaren Bezugsschalldruckpegel für das freie Schallfeld in Absolutwerten zu eichen. Die zulässigen Fehler sind in der Tafel 2 angegeben. Der Eichfehler schließt die Unsicherheit der Vorgabe des Bezugsschall-

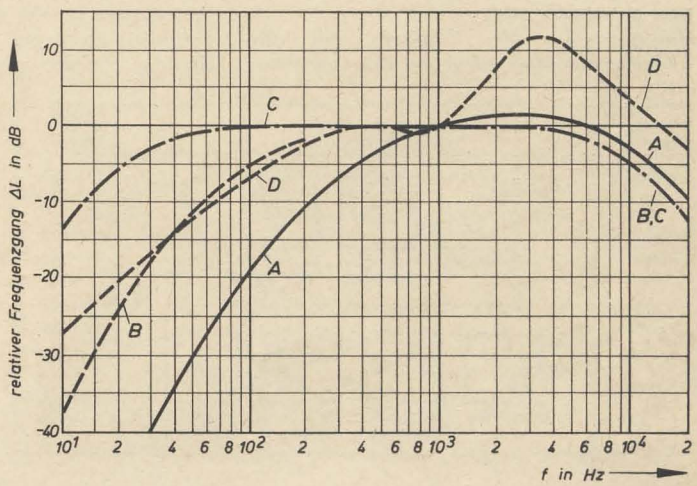


Bild 5: Sollverlauf des Übertragungsfaktors als Funktion der Frequenz für die Frequenzbewertungskurven A, B, C und D

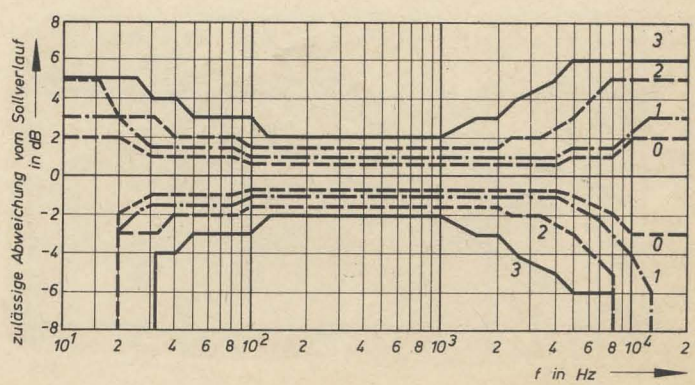


Bild 6: Maximal zulässige Abweichungen der in einem Schallpegelmesser realisierten Frequenzbewertungskurven und der Betriebsart „LIN" vom Sollverlauf; Parameter: Genauigkeitsklasse des Schallpegelmessers

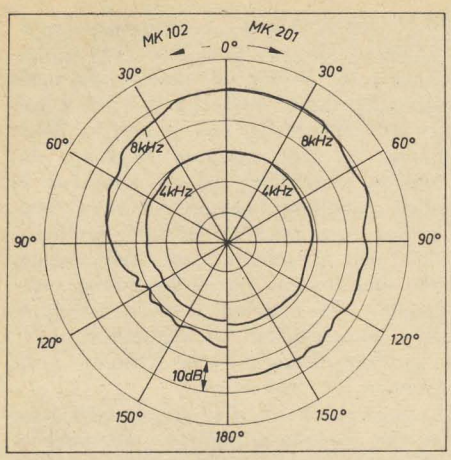


Bild 7: Richtabweichungsmaß D (Differenz der Übertragungsmaße bei Schalleinfall aus der betrachteten Richtung und aus der Bezugsrichtung) des Einzoll-Meßmikrofons MK 102/MV 102 (links) und des Halbzoll-Meßmikrofons MK 201/MV 201 (rechts) als Funktion des Schalleinfallswinkels für die Meßfrequenzen 4 kHz und 8 kHz

druckpegels, die verbleibende Restfehlanzeige des Schallpegelmessers und die Unsicherheit bei der Ablesung ein.

Unter realen Meßbedingungen ist der tatsächlich auftretende gerätebedingte Meßfehler größer als der Wert nach Tafel 2. Die Gesamtheit aller weiteren Forderungen des Standards gewährleistet jedoch, daß unter üblichen Einsatzbedingungen eine der Zweckbestimmung angemessene, ausreichend kleine Meßunsicherheit eingehalten wird.

Für jeden Schallpegelmesser muß vom Hersteller eine akustische Kalibriermöglichkeit vorgesehen werden, mit deren Hilfe der Anwender des Gerätes die Absolutempfindlichkeit am Meßort prüfen und gegebenenfalls nachstellen kann. Die akustische Kalibriereinrichtigung ist in der Regel ein eigenständiges Gerät, das auch gesondert gehandelt wird.

Bezugspegel und -frequenz für die Eichung brauchen nicht mit den Kennwerten der Kalibriereinrichtungen übereinzustimmen. So liegt der Bezugspegel, auf den sich alle weiteren Fehlerangaben beziehen, häufig in der Mitte des Bereichs meßbarer Pegel, zum Beispiel bei 84 dB. Kalibratoren geben dagegen aus Gründen des Störabstandes ein möglichst hochpegeliges Signal ab, so z. B. etwa 120 dB bei handelsüblichen Pistonfonen.

Tafel 2: Maximal zulässiger Fehler bei der Absoluteichung von Schallpegelmessern

Genauigkeitsklasse	0	1	2	3
maximal zulässiger Eichfehler	±0,4 dB	±0,7 dB	±1,0 dB	±1,5 dB

2.1.3. Richtcharakteristik

Reale Schallfelder unterscheiden sich meist wesentlich von dem bisher betrachteten Schallfeld ebener Wellen, die frontal aus der Bezugsrichtung auf den Schallpegelmesser treffen. Um den Richtungseinfluß so gering wie technisch möglich zu halten, schreibt der Standard die Verwendung eines „ungerichteten Schalldruckempfängers nullter Ordnung" vor. Die maximal zulässigen Abweichungen des Übertragungsmaßes in den Winkelbereichen ± 30° und ± 90° gegenüber der Bezugseinfallsrichtung (meist Mikrofonachse) sind in der Tafel 3 zusammengestellt.

Diese Forderungen sind sehr hoch, besonders für Schallpegelmesser mit fest am Gehäuse angebrachtem Mikrofon, für die jetzt keine Sonderregelungen mehr gelten. Die unerwünschte Richtwirkung prägt sich um so stärker aus, je größer die Abmessungen des Mikrofons einschließlich umgebender Strukturen (Gehäuse) im Vergleich zur Wellenlänge des Schalls sind. Für tiefe Frequenzen ist die angestrebte Kugelcharakteristik recht gut erfüllt. Wie Bild 7 am Beispiel des Richtabweichungsmaßes üblicher Einzoll- und Halbzollmeßmikrofone zeigt, bildet sich mit steigender Frequenz, d. h. mit kleiner werdendem Verhältnis der Wellenlänge zu den Abmessungen, ein immer stärker betontes Empfindlichkeitsmaximum in axialer Richtung (Schalleinfall von vorn senkrecht zur Membranebene) heraus. Die Konsequenzen der Forderungen an die Richteigenschaften sind schwerwiegend. So lassen sich Schallpegelmesser der Klasse 1 nur mit einem getrennt aufgestellten Meßmikrofon kleinen Durchmessers (Halbzollmikrofon oder kleiner) günstig verwirklichen. Der Einsatz eines Einzoll-Meßmikrofons mit aufgesetztem Diffusor zur Korrektur der Richtcharakteristik ist wegen der Auswirkungen auf den Freifeld-Amplitudenfrequenzgang nicht praktikabel.

Geräte mit am Gehäuse angebrachtem Mikrofon erfüllen in Anwesenheit der Bedienungsperson die Forderungen an die Klasse 1 selbst dann nicht, wenn die Mikrofonkapsel durch ein Distanzstück abgesetzt ist. Geräte dieser Art, wenn sie als „Klasse 1" gekennzeichnet sind, ermöglichen als Ausweichlösung eine getrennte Mikrofonaufstellung, die allein erst die Einhaltung aller Forderungen der Klasse 1 gewährleistet.

2.1.4. Zeitbewertung

Für Schallpegelmesser sind die drei Zeitbewertungen Langsam (Slow, S), Schnell (Fast, F) und Impuls (I) standardisiert, wobei eine der beiden Bewertungsarten F und S immer vorhanden sein muß.

Bild 8 zeigt die Modellvorstellung, die der Zeitbewertung zugrunde liegt. Die quadrierte und damit schallintensitätsproportionale Signalspannung wird durch ein einfaches Trägheitsglied bewertet, dessen Zeitkonstante für die drei Bewertungsarten unterschiedlich ist. Zusätzlich erfordert die Bewertungsart „Impuls" einen „Zeitdehner", eine Spitzenwert-Halteschaltung mit sehr kleiner Aufladezeitkonstante und einer definierten Entladezeitkonstante $\tau_2 = R_2C_2$. Der Zeitdehner speichert den Spitzenwert des mit 35 ms trägheitsbewerteten Signals vorübergehend und ermöglicht auch bei stark impulshaltigen Geräuschen die Anzeige des „Quasispitzenwertes" mit den gegenüber $\tau_1 = 35$ ms trägen Zeigerinstrumenten.

Die verbindlichen Festlegungen werden im Standard allerdings in anderer Form getroffen. Als Forderung an die Quadrierschaltung ist die maximal zulässige Anzeigeabweichung gegenüber dem wahren Effektivwert vorgegeben, wenn an das Gerät positive oder negative Rechteckimpulse oder Sinustonimpulsfolgen mit Scheitelfak-

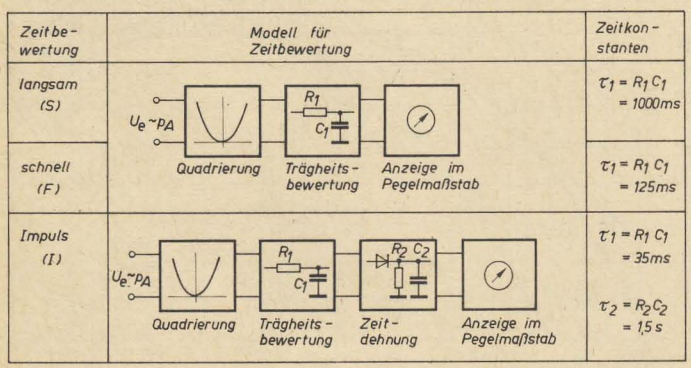


Bild 8: Modell für das standardgerechte Zeitverhalten von Schallpegelmessern

Tafel 3: Maximal zulässige Abweichung des Mikrofonübertragungsmaßes in dB innerhalb der Winkelbereiche ±30° und ±90° gegenüber dem Wert in der Bezugseinfallsrichtung des Schalls

Frequenz	Klasse, Winkelbereich							
	0		1		2		3	
	±30°	±90°	±30°	±90°	±30°	±90°	±30°	±90°
31,5... 1 000 Hz	0,5	1,0	1,0	1,5	2,0	3,0	4,0	8,0
1 000... 2 000 Hz	0,5	1,5	1,0	2,0	2,0	5,0	4,0	10,0
2 000... 4 000 Hz	1,0	2,0	1,5	4,0	4,0	8,0	8,0	16,0
4 000... 8 000 Hz	2,0	5,0	2,5	8,0	9,0	14,0	12,0	30,0
8 000...12 500 Hz	2,5	7,0	4,0	16,0	—	—	—	—

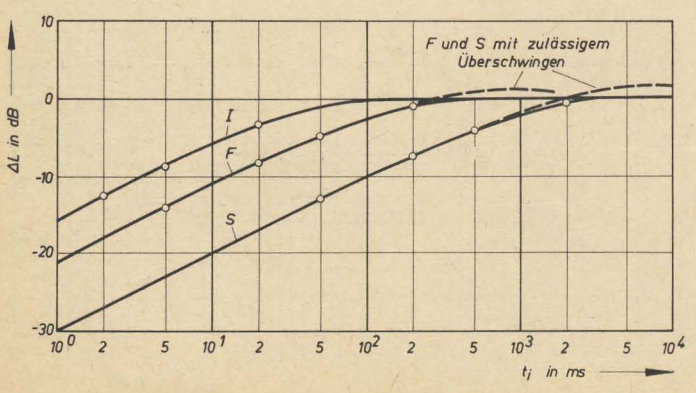


Bild 9: Sollverlauf der Anzeige einzelner Tonimpulse der Dauer t_i, bezogen auf die Anzeige eines Dauertons gleichen Spitzenwertes, für die Zeitbewertungen S, F und I

Tafel 4: Sollwerte und Toleranzen der Anzeige von Tonimpulsen der Dauer t_i, bezogen auf die Anzeige eines Dauertones gleichen Spitzenwertes

Zeitbewertung	Tonfrequenz in Hz	Impulsdauer in ms	relative Anzeige in dB	zulässige Abweichung in dB für Genauigkeitsklasse 0	1	2	3
Langsam (Slow, S)	1 000...2 000	∞	0	0	0	0	0
		2 000	− 0,6	±0,5	—	—	—
		500	− 4,1	±0,5	±1,0	±2,0	±2,0
		200	− 7,4	±2,0	—	—	—
		50	−13,1	±2,0	—	—	—
Schnell (Fast, F)	1 000...2 000	∞	0	0	0	0	0
		200	− 1,0	±0,5	±1,0	+1,0 −2,0	+1,0 −3,0
		50	− 4,8	±2,0	—	—	—
		20	− 8,3	±2,0	—	—	—
		5	−14,1	±2,0	—	—	—
Impuls (I)	2 000	∞	0	0	0	0	0
		20	− 3,6	±1,5	±1,5	±2,0	±2,0
		5	− 8,8	±2,0	±2,0	±3,0	±3,0
		2	−12,6	±2,0	±2,0	—	—

Tafel 5: Sollwerte und Toleranzen der Anzeige einer Folge von 2 000-Hz-Tonimpulsen der Dauer 5 ms mit der angegebenen Folgefrequenz, bezogen auf die Anzeige eines Dauertons gleichen Spitzenwertes, für die Zeitbewertung „Impuls" und alle Genauigkeitsklassen

Folgefrequenz in Hz	relative Anzeige in dB	zulässige Abweichung in dB
200 (Dauerton)	0	0
100	−2,7	±1,0
20	−7,6	±2,0
2	−8,8	±3,0

Tafel 6: Nennwerte und auf fünf Stellen genaue Entwurfswerte der Terzfrequenzen im Bereich 1 000...10 000 Hz

Nennwert in Hz	1 000	1 250	1 600	2 000	2 500	3 150	4 000	5 000	6 300	8 000	10 000
Entwurfswert in Hz	1 000,0	1 258,9	1 584,9	1 995,3	2 511,9	3 162,3	3 981,1	5 011,9	6 309,6	7 943,3	10 000,0

toren zwischen 3 und 10 angelegt werden (Scheitelfaktor: Verhältnis von Effektivwert zu Spitzenwert eines Signals).

Die eigentlichen dynamischen Forderungen sind in den Tafeln 4 und 5 enthalten. Tafel 4 legt fest, um welchen Betrag der Anzeigewert eines einzelnen Tonimpulses gegenüber dem Dauerton gleichen Spitzenwertes niedriger liegen muß. Die im Bild 9 grafisch aufgetragenen Sollverläufe folgen der Funktion

$$\Delta L = 10 \lg [1 - \exp(-t_i/\tau_I)] \qquad (2)$$

mit

ΔL = Relativanzeige des Tonimpulses (Maximalwert) in dB

t_i = Impulsdauer

τ_I = Zeitkonstante des Trägheitsgliedes

Durch Umstellung ergibt sich die Beziehung

$$\tau_I = -\frac{t_i}{\ln(1 - 10^{\Delta L/10\,dB})} \qquad (3)$$

aus der sich die im Bild 8 angegebenen Werte der Zeitkonstanten berechnen lassen.

Tafel 5 schreibt als Zusatzforderung an die Zeitbewertung „Impuls" vor, wie der Schallpegelmesser auf eine Folge von 2 000-Hz-Tonimpulsen der Dauer 5 ms reagieren muß, die mit der angegebenen Folgefrequenz eintreffen.

Schallpegelmesser können zusätzlich mit der Zeitbewertung „Spitze" (peak) zur Anzeige des absoluten Spitzenwertes von Schallsignalen ausgestattet sein. In diesem Fall darf die Anzeige eines Einzelimpulses der Dauer 100 µs (50 µs für Klasse 0) nur um maximal 2 dB unter der für einen 10-ms-Impuls gleichen Spitzenwertes liegen.

Weitere Forderungen betreffen das maximal zulässige Überschwingen des Zeigerinstrumentes eines Schallpegelmessers beim plötzlichen Anlegen eines Signals, das Abklingverhalten nach dem Abschalten eines Dauersignals sowie die maximal zulässigen Unterschiede zwischen den Anzeigewerten eines mittelfrequenten Sinustones mit den Zeitbewertungen S, F, und I. Alle Schallpegelmesser mit der Zeitbewertung „Impuls" sowie die Geräte der Klasse 0 müssen mit einer Übersteuerungsanzeige ausgestattet sein, die das Auftreten unzulässig hoher Signalamplituden signalisiert. Diese Festlegung ist nicht ganz logisch, weil gerade Schallpegelmesser mit der Zeitbewertung „Impuls" zeitlich schwankende Signale wesentlich besser verarbeiten können als Geräte, die nur die Zeitbewertungen „Schnell" oder „Langsam" aufweisen [10] [11]. Die Übernahme des Punktes in dieser Form erfolgte im Interesse der Aufrechterhaltung der Kompatibilität mit der IEC-Publication 651 [2].

2.1.5. Anzeigeeinrichtung und Pegelbereich

Die Auswahl der geeigneten Anzeigeeinrichtung (Zeigerinstrument, Lampenfeld, Ziffernanzeige, Leuchtbalken o. ä.) bleibt dem Hersteller überlassen. Der Skalenbereich muß jedoch mindestens 15 dB umfassen, wobei der eigentliche Anzeigebereich, in dem eine genaue Ablesung der Werte möglich ist, mindestens eine Weite von 10 dB haben muß.

Für Geräte mit Ziffernanzeige wird ein Auflösungsvermögen von 0,1 dB gefordert. Erfolgt die Auswertung jedoch nur durch ein Lampenfeld, dann ist eine gröbere Auflösung zulässig: 0,2 dB für Geräte der Klassen 0 und 1, 1 dB für Klasse 2 und 3 dB für Klasse 3. Diese großzügige Festlegung gestattet den Bau von Billiggeräten für Kontrollzwecke.

Der kleinste meßbare Pegel wird durch die Forderung nach einem Mindestabstand von 5 dB gegenüber dem Eigenstörpegel des Gerätes und der größte meßbare Pegel durch die einsetzenden Verzerrungen bestimmt, solange der Hersteller nicht durch Beschränkung der Einstellmöglichkeiten noch engere Grenzen vorgibt. Da die Frequenzbewertung den Eigenstörpegel beeinflußt, ergeben sich für die einzelnen Frequenzbewertungskurven unterschiedliche untere Meßbereichsgrenzwerte.

Die meisten Meßgeräte sind nicht in der Lage, die Spanne zwischen dem kleinsten und dem größten meßbaren Pegel in einem durchgehenden Meßbereich zu erfassen. In diesem Fall sind Pegelbereichsschalter vorzusehen, wobei sich die Teilbereiche um mindestens 5 dB bei einem Anzeigebereich des Instruments von 10 dB und 10 dB bei einem größeren Anzeigebereich überlappen müssen. Um auch in komplizierten Situationen (Messung mit Bandfilter) immer optimale Pegelverhältnisse in der Meßkette beizubehalten, ist es zulässig, getrennte Pegelbereichsschalter vor und hinter den Filtern vorzusehen, wie es bereits im Bild 1 angedeutet ist. Das erschwert zwar etwas die Bedienung, erweitert jedoch die Meßmöglichkeiten ganz erheblich.

Ein spezielles Kapitel ist den Linearitätsforderungen an das Gesamtgerät (Wandler, Elektronik und Anzeigeeinrichtung) gewidmet, wobei sowohl die differentielle Nichtlinearität (Verhalten bei kleinen Pegeländerungen) als auch der Absolutfehler der Amplitudencharakteristik je nach Genauigkeitsklasse bestimmte Werte nicht überschreiten dürfen. Ähnliche Forderungen gelten für den elektrischen Ausgang, soweit er vorhanden ist. Beeinflußt der Anschluß externer Geräte die Anzeige des Schallpegelmessers merklich, dann muß der Hersteller eine automatische Abschaltung der Anzeigeeinrichtung für diesen Fall vorsehen.

2.1.6. Verhalten im Gebrauch

Eine Reihe von Festlegungen dienen dem Ziel, die Einsatzfähigkeit der Geräte unter realen Feldbedingungen zu sichern. So darf sich die Anzeige eines ständig eingeschalteten Schallpegelmessers, auf den ein konstantes Signal einwirkt, nach Ablauf der vom Hersteller angegebenen Einlaufzeit von maximal 10 Minuten um nicht mehr als ± 0,2 dB bei Klasse 0, ± 0,3 dB bei Klasse 1 und ± 0,5 dB bei den Klassen 2 und 3 ändern.

Geräte mit der Möglichkeit der Batteriespeisung (bei tragbaren Geräten der Regelfall) müssen über eine Kontrollmöglichkeit der Batteriespannung bei maximaler Stromentnahme verfügen. Dabei sind die Grenzwerte der Speisespannung so festzulegen, daß das Gerät uneingeschränkt die technischen Forderungen erfüllt und keine unzulässig starke Entladung der Batterien eintritt.

Weitere Festlegungen sichern die Stabilität der Funktion auch bei Einwirkung äußerer Einflüsse. So muß in einem Schallfeld mit einem Pegel von 100 dB die Anzeige des Gerätes um mindestens 20 dB zurückgehen, wenn die Mikrofonkapsel gegen eine Ersatzkapazität ausgetauscht wird – der Schallpegelmesser darf also keine unerwünschte Mikrofonie aufweisen. Die Widerstandsfähigkeit gegen mechanische Schwingungen wird mit einer Beschleunigung von

1 m/s² gegen magnetische Felder bei einer Feldstärke von 80 A/m geprüft und angegeben.

Schallpegelmesser müssen in einem Temperaturbereich von —10...50 °C und in einem Bereich der relativen Luftfeuchte bis zu 90 %, jedoch maximal bis zu einem Wasserdampfteildruck der Luft von 4 kPa, funktionsfähig sein. Falls der temperatur- und feuchtigkeitsbedingte Fehler in diesem Bereich 0,5 dB für die Klassen 0; 1 und 2 oder 1,0 dB für Klasse 3 übersteigt, sind Korrekturwerte anzugeben. Diese Festlegung ist ein Zugeständnis an die Laborgeräte, die nicht die gleiche klimatische Resistenz aufzuweisen brauchen wie die Geräte zum ortsveränderlichen Einsatz.

Schließlich gehört zu jedem Schallpegelmesser eine ausführliche Gerätedokumentation mit allen Kennwerten und Bedienungshinweisen, die der Anwender zur vollen Ausschöpfung der Geräteeigenschaften kennen muß.

2.2. ST RGW 1807-79 „Elektronische Oktav- und Terzfilter" [3]

2.2.1. Selektionseigenschaften

Die wichtigsten Kennwerte für die Selektionseigenschaften eines Filters sind die geometrische Mittenfrequenz des Durchlaßbereiches

$$f_m = \sqrt{f_1 f_2} \qquad (4)$$

mit f_1, f_2 = untere und obere Grenzfrequenz des Durchlaßbereiches, die relative Bandbreite des Filters

$$b_0 = \frac{f_2 - f_1}{f_m} \qquad (5)$$

und die Grunddämpfung N_n des Filters bei der Mittenfrequenz f_m. Der neue RGW-Standard schreibt vor, daß die Mittenfrequenzen einer von 1 000 Hz ausgehenden und nach oben und unten geometrisch gestuften Reihe angehören müssen, gleichgültig, ob es sich um ein umschaltbares Einzelfilter oder einen Parallelfiltersatz mit festen Mittenfrequenzen handelt. Der Stufunksfaktor beträgt

$$\frac{f_{m2}}{f_{m1}} = \sqrt[10]{1000} \approx 1{,}9953$$

beim Oktavfilter und

$$\frac{f_{m2}}{f_{m1}} = \sqrt[10]{10} \approx 1{,}2589$$

beim Terzfilter.

Die Zahlenfolgen der Mittenfrequenzreihe wiederholen sich alle zehn Bänder bei der tausendfachen oder der zehnfachen Mittenfrequenz für die Oktave oder für die Terz. In der Tafel 6 sind die Nennwerte und die genauen Entwurfswerte der (beliebig herausgegriffenen) Dekade zwischen 1 000 Hz und 10 000 Hz zusammengestellt. Die Werte entsprechen einer lückenlosen Terzfrequenzreihe und ergeben nach Umsortierung und Kommaverschiebung auch eine vollständige Oktavreihe.

Der Vorgabewert der relativen Bandbreite beträgt

$$b_0 = \frac{1}{\sqrt[6]{2}} \approx 0{,}7071$$

beim Oktavfilter und

$$b_0 = \sqrt[5]{2} - \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0{,}2316$$

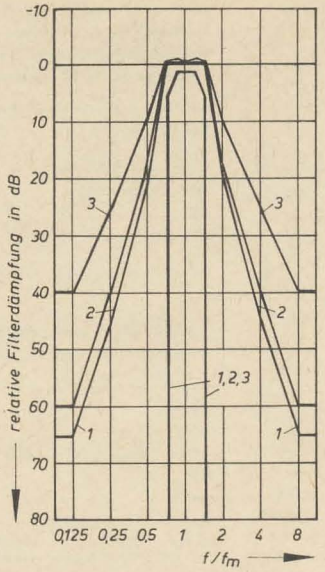


Bild 10: Toleranzfelder des relativen Dämpfungsverlaufs als Funktion der Frequenz für Oktavfilter der drei Genauigkeitsklassen

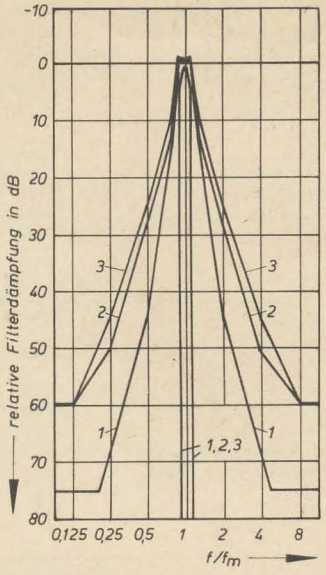


Bild 11: Toleranzfelder des relativen Dämpfungsverlaufs als Funktion der Frequenz für Terzfilter der drei Genauigkeitsklassen

beim Terzfilter. Damit entsteht die kuriose Situation, daß es für die Oktave und die Terz jeweils zwei geringfügig verschiedene Intervalldefinitionen gibt: die musikalischen Intervalle auf der Grundlage des Faktors 2, die der Bandbreitenfestlegung zugrunde liegen, und die technischen Intervalle auf der Grundlage des Faktors 10, nach denen die Mittenfrequenzen zu stufen sind.

Der Nennwert der Grunddämpfung bei der Filtermittenfrequenz soll 0 dB oder ganzzahlige positive oder negative Vielfache von 10 dB betragen und für alle Filter eines Satzes gleich sein. Die relative Filterdämpfung (nach Abzug der Grunddämpfung) als Funktion der Frequenz muß für die drei Genauigkeitsklassen innerhalb der unterschiedlich strengen Toleranzfelder der Bilder 10 und 11 verlaufen.

Die Gesamtheit der Selektionseigenschaften eines realen Filters wird durch die effektive Bandbreite charakterisiert, die der Bandbreite eines idealen Filters mit rechteckigem Verlauf der Durchlaßkurve entspricht, das die gleiche Grunddämpfung wie das zu beurteilende reale Filter besitzt und bei Anlegen von weißem Rauschen an den Eingang die gleiche Leistung durchläßt wie das reale Filter:

$$b_e = \frac{1}{f_m} \int_{f_u}^{f_o} \left| \frac{B(f)}{B_0} \right|^2 df \qquad (6)$$

mit

b_e = effektive Bandbreite
$B(f)$ = Übertragungsfaktor als Funktion der Frequenz
B_0 = Übertragungsfaktor bei der geometrischen Mittenfrequenz f_m
f_u, f_o = Frequenzgrenzen, innerhalb derer das Filter Signale durchläßt

In der Praxis erfolgt die Bestimmung der effektiven Bandbreite häufig durch Auftragen des quadrierten Übertragungsfaktors über der linearen Frequenzachse und Umwandlung des Kurvenzuges in ein flächengleiches Rechteck gleicher Höhe. Die Breite des Rechteckes entspricht unmittelbar der effektiven Bandbreite. Die zulässigen Abweichungen gegenüber dem weiter oben genannten Vorgabewert der relativen Bandbreite betragen 8 % für die Genauigkeitsklasse 1, 10 % für Klasse 2 und 15 % für Klasse 3.

Die Toleranzfelder der Bilder 10 und 11 berücksichtigen die Realisierbarkeit durch möglichst einfache Schaltungen. So ist in einer „Informatorischen Anlage" zum Standard erläutert, daß sich Filter der Genauigkeitsklasse 3 bereits durch Strukturen zweiter Ordnung mit einem komplexen Übertragungsfaktor

$$B = \frac{1}{p^2 + \sqrt{2}\,p + 1} \qquad (7)$$

mit

$p = j\Omega$

$\Omega = \frac{K}{b_0}\left(\frac{f}{f_m} - \frac{f_m}{f}\right)$ = normierte Frequenz

b_0 = Entwurfswert der relativen Bandbreite

$b_0 = \begin{cases} 0{,}7071 \text{ für Oktavfilter} \\ 0{,}2316 \text{ für Terzfilter} \end{cases}$

verwirklichen lassen. Für die Realisierung der Genauigkeitsklassen 2 und 1 sind Strukturen dritter Ordnung mit einem Übertragungsfaktor

$$B = \frac{1}{p^3 + 2p^2 + 2p + 1} \qquad (8)$$

geeignet, wobei die Klasse 1 insbesondere höhere Anforderungen an die Weitabselektion im Sperrbereich und den Störabstand stellt.

Die Konstante K in der Erläuterung zu Gl. (7) ist in gewissen Grenzen frei wählbar. Mit K = 1 ergibt sich an der unteren und oberen Grenzfrequenz f_1 und f_2 [s. Gl. (4)] eine relative Filterdämpfung von 3 dB, wie es der gebräuchlichen Definition der Grenzfrequenz entspricht. Die effektive Bandbreite ist jedoch beim Filter zweiter Ordnung um 11 % und beim Filter dritter Ordnung um 5 % größer als der anzustrebende Nennwert.

Mit K = 1,11 beim Filter zweiter Ordnung und K = 1,05 beim Filter dritter Ordnung geht die Abweichung der effektiven Bandbreite vom Nennwert auf weniger als 1 % zurück. Die relative Filterdämpfung an den Grenzfrequenzen ist in diesem Fall allerdings größer als 3 dB. In beiden Fällen verlaufen die Filterkurven innerhalb der Toleranzfelder der Bilder 10 und 11.

Damit die Selektionseigenschaften auch voll ausgeschöpft werden können, darf der Eigenstörpegel von Filtern, bezogen auf den Nenneffektivwert der Ausgangsspannung, die in der Tafel 7 angegebenen

Tafel 7: Zulässige Maximalwerte des Eigenstörpegels von Filtern unterschiedlicher Genauigkeitsklasse. Bezugswert: Nenneingangsspannung (Effektivwert)

Filterart	Genauigkeitsklasse 1	2	3
Oktavfilter	—70	—65	—45
Terzfilter	—80	—65	—65

Werte nicht überschreiten. Diese Vorgaben liegen jeweils noch um 5 dB unter der geforderten Weitabselektion im Sperrbereich. Weitere scharfe Forderungen werden an die Verzerrungsarmut der Filterschaltung gestellt, damit nicht harmonische Signalkomponenten vorgetäuscht werden, die tatsächlich nur auf die Unzulänglichkeiten des Filters zurückzuführen sind.
Für den praktischen Einsatz ist es günstig, wenn Terz- und Oktavfilter zusätzlich mit dem Bereich „Linear" (frequenzunabhängige Verbindung von Ein- und Ausgang) ausgestattet sind. In diesem Fall darf das Übertragungsmaß zwischen 0,7 f_m des tiefsten und 1,5 f_m des höchsten Filterbereiches um nicht mehr als 0,5 dB vom Nennwert der Grunddämpfung des Filtersatzes abweichen.

2.2.2. Anschlußbedingungen

Für den Anschluß von Terz- und Oktavfiltern an Schallpegelmesser und weitere Meßgeräte hat sich weitgehend das Prinzip der „Leerlaufanpassung" (hohe Eingangsimpedanz, niedrige Ausgangsimpedanz) durchgesetzt. Dazu schreibt der Filterstandard vor, daß die Eingangsimpedanz mindestens 10 kΩ und die Ausgangsimpedanz höchstens 300 Ω zu betragen habe, wobei jeder Ausgang mit 10 kΩ belastbar sein muß. Als Sonderfall sind bei Filtern, die in der Nachrichtentechnik eingesetzt werden, auch Ausgangs- und Belastungsimpedanzen von 600 Ω zugelassen.
Die Nennwerte der Filtereinn- und Filterausgangsspannungen (Effektivwerte) können vom Hersteller im Bereich zwischen 0,1 V und 10 V festgelegt werden, wobei der Wert 1 V eine Vorzugsstellung einnimmt. Die Aussteuerungsreserve muß so groß sein, daß bei Nenneingangsspannung noch Signale mit einem Scheitelfaktor (Verhältnis von Spitzen- zu Effektivwert) S = 4 unverzerrt verarbeitet werden.

2.2.3. Verhalten im Gebrauch

Die Festlegungen für das Verhalten im praktischen Einsatz ähneln weitgehend de-

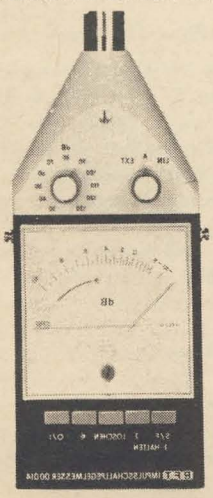


Bild 12: Impulsschallpegelmesser 00014

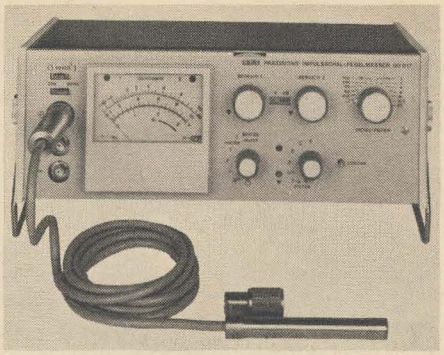


Bild 13: Präzisions-Impulsschallpegelmesser 00017

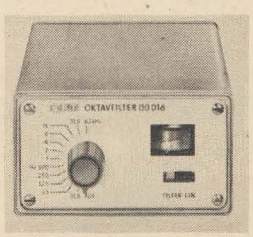


Bild 14: Oktavfilter 01 016

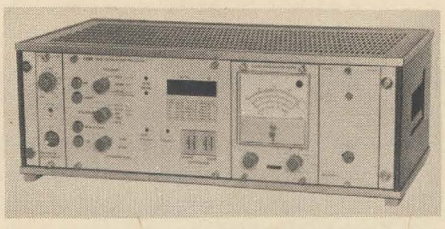


Bild 15: Terz-Oktav-Analysator 01 024

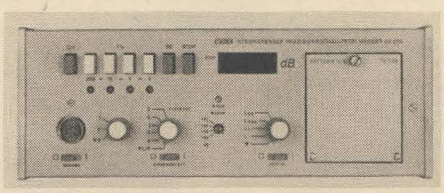


Bild 16: Integrierender Präzisionsschallpegelmesser 00026
Werkfotos (5)

nen für Schallpegelmesser, so daß die Darlegung von Einzelheiten hier entfallen kann. Der einzige bemerkenswerte Unterschied besteht darin, daß die Empfindlichkeit gegenüber Anregung mit mechanischen Schwingungen für eine Beschleunigung von 10 m/s² (1 m/s² bei Schallpegelmessern) anzugeben ist. Dieser an sich unbegründete Unterschied ist bereits zwischen den IEC-Dokumenten [2] und [4] zu finden und mußte im Interesse der Kompatibilität mit diesen Materialien hier beibehalten werden.

3. Realisierung der Standardforderungen durch industriell hergestellte Geräte

Einige Beispiele sollen nachfolgend zeigen, wie die Meßelektronikindustrie der DDR die Festlegungen der Standards in hochwertige Geräte mit guten Gebrauchseigenschaften umsetzt. Der VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden als größter Hersteller akustischer Meßgeräte innerhalb des RGW hat die beiden RGW-Standards bereits in der Entstehungsphase ständig berücksichtigt, so daß alle gegenwärtig produzierten Schallpegelmesser und Filter die neuen Standardforderungen erfüllen. Der im Bild 12 dargestellte batteriebetriebene Impulsschallpegelmesser 00014 ist mit einem am Gehäuse angebrachten piezokeramischen Einzoll-Meßmikrofon ausgestattet und erfüllt die Forderungen der Genauigkeitsklasse 2. Der akustisch wirksame Meßfrequenzbereich liegt bei 31,5 Hz bis 8 kHz; der Bereich meßbarer Pegel beträgt 35...140 dB bei linearer (unbewerteter) Messung und erweitert sich herab auf 30 dB bei Einschaltung der A-Bewertung.

Neben den standardisierten Zeitbewertungen S, F und I verfügt das Gerät über die Betriebsart „I Halten" zur bequemeren Ablesung einmaliger Vorgänge. Die Meßwertausgabe erfolgt optisch über das Zeigerinstrument und elektrisch als Wechselspannung. Anschlußmöglichkeiten für ein externes Filter sind ebenfalls vorhanden.

Konstruktiv gleichartig aufgebaut ist der Präzisions-Impulsschallpegelmesser 00024. Im Unterschied zum 00014 verfügt das Gerät jedoch über ein Halbzoll-Kondensatormeßmikrofon, mit dem sich der akustisch wirksame Frequenzbereich auf 20 kHz erweitert. Das Mikrofon kann wahlweise abgesetzt betrieben oder über ein Kabel angeschlossen werden und ermöglicht in dieser Betriebsart die Einhaltung der Forderungen an Geräte der Genauigkeitsklasse 1. Bild 13 zeigt den Präzisions-Impulsschallpegelmesser 00017, der ebenso wie das gleichartig aufgebaute Gerät 00023 der Klasse 1 angehört und über vielfältige Bewertungsmöglichkeiten verfügt. Das Meßmikrofon wird grundsätzlich vom eigentlichen Grundgerät getrennt aufgestellt. Unter Nutzung des vorhandenen Sortiments an Kondensatormeßmikrofonen (Viertel-, Halb- und Einzollmikrofon) ergibt sich ein akustisch auswertbarer Frequenzbereich von 20 Hz...100 kHz sowie ein Bereich meßbarer Pegel (A-bewertet) von 18 bis 170 dB (A).

Beide Geräte verfügen über die Frequenzbewertungen A, B, C, D, LIN und die Zeitbewertungen S, F, I, I Halten und Spitzenwertmessung. Wechsel- und Gleichspannungsausgang für das Meßsignal, eingebaute Kalibrierspannungsquelle, Möglichkeit der Messung elektrischer Signale und mechanischer Schwingungen bis herab zu 2 Hz sowie Speisung aus dem Netz oder aus internen Batterien sind weitere Merkmale dieser universellen Schallpegelmesser.

Als Besonderheit enthalten beide Geräte eingebaute Filter der Genauigkeitsklasse 2, die die Schallpegelmesser zu kompletten Frequenzanalysatoren erweitern. Damit wird einem häufig geäußerten Wunsch entsprochen, am Meßort im Bedarfsfall ohne viel Aufwand eine Frequenzanalyse des Schalls vornehmen zu können. Der Präzisions-Impulsschallpegelmesser 00017 verfügt über ein Oktavfilter für einen Bereich einstellbarer Mittenfrequenzen von 31,5 Hz bis 63 kHz, während das Gerät 00023 ein Terz-Oktav-Filter für Mittenfrequenzen zwischen 31,5 Hz und 16 kHz enthält.

Zur Ergänzung vorhandener Schallpegelmesser sind die beiden Filter auch getrennt in einem eigenen Gehäuse lieferbar. Im Bild 14 ist das Oktavfilter 01016 dargestellt, das elektrisch völlig dem Filter im Präzisions-Impulsschallpegelmesser 00017 entspricht; das Terz-Oktav-Filter aus dem Gerät 00023 trägt die Typnummer 01017.
Als ein Beispiel für ein Gerät in Laboraus-

führung zeigt Bild 15 den Terz-Oktav-Analysator 01024, der die Kombination eines Schallpegelmessers der Genauigkeitsklasse 1 mit einem Terz-Oktav-Filter der Genauigkeitsklasse 1 verkörpert. Das gewählte Bausteinprinzip gestattet zusammen mit dem verfügbaren Sortiment von Geräteeinschüben den Aufbau speziell zugeschnittener Meßeinrichtungen für den jeweiligen Einsatzfall durch den Anwender selbst.

Der im Bild 16 dargestellte Integrierende Präzisionsschallpegelmesser 00026 ist ein Spitzengerät, das bei einem Meßbereichsumfang von 110 dB (Spannungsbereich 8 μV bis 2,5 V) erstmals vollständig ohne Meßbereichsumschalter auskommt. Das Gerät arbeitet nach einem neuartigen Wirkprinzip in Form eines Regelkreises mit frequenzanaloger Abbildung von Pegeln und Pegeldifferenzen [8]. Die Anzeige des Meßwertes erfolgt digital.

Der Integrierende Präzisionsschallpegelmesser 00026 erfüllt die Forderungen der Genauigkeitsklasse 1 und in zahlreichen Punkten sogar die der Klasse 0. Bemerkenswert ist, daß sich das Meßprinzip nach geringfügiger Variation auch zur integrierenden Langzeitmessung von Schallsituationen und damit zur Ermittlung des standardisierten „äquivalenten Dauerschallpegels" L_{eq} einsetzen läßt, wobei der jeweils aktuelle Wert digital angezeigt wird. Genau das aber entspricht den Anforderungen der akustischen Meßpraxis. Damit repräsentiert dieses Gerät eine neue Qualität, die den Maßstab für die zukünftige Entwicklung auf dem Gebiet der akustischen Meßgeräte vorgibt.

Literatur

[1] ST RGW 1351-78: Schallpegelmesser. Ausgabe 1978

[2] IEC Publication 651: Sound Level Meters. 1. Ausgabe 1979

[3] ST RGW 1807-79: Elektronische Oktav- und Terzfilter. Ausgabe 1979

[4] IEC Publication 225: Octave, half-octave and third-octave band filters intended for the analysis of sounds and vibrations. 1. Ausgabe 1966

[5] RGW-Empfehlung RS 1873-69: Schallpegelmeßgeräte. Ausgabe 1969

[6] TGL 200-7755 Blatt 1: Akustische Meßtechnik; Geräte zur Messung des Schalldruckpegels; Schallpegelmesser. Ausgabe 1971

[7] TGL 200-7755 Blatt 2: Akustische Meßtechnik; Geräte zur Messung des Schalldruckpegels; Terz- und Oktavfilter. Ausgabe 1971

[8] Zippe, W.: Ein neuer integrierender Schallpegelmesser mit 110 dB Bereichsumfang. Impuls 18 (1978) H. 3, S. 113–117

[9] IEC Publication 537: Frequency weighting for the measurement of aircraft noise (D-weighting). 1. Ausgabe 1976

[10] Weißing, H.; Notbohm, K.: Das Verhalten üblicher Präzisions-Impulsschallpegelmesser bei praktischen impulshaltigen Schallen. Hochfrequenztechnik und Elektroakustik 78 (1979) H. 3, S. 116–122

[11] Anwendung der Zeitbewertung „IMPULS" in der Schallpegelmeßpraxis (II.). Applikationsschrift des VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden, Ausgabe 1979

Mikrorechnereinsatz im Stahlwerk

Dipl.-Ing. DIETER GLASEMANN

Mitteilung aus dem VEB Stahl- und Walzwerk Brandenburg

Nach einem Vortrag, gehalten am 7. Juni 1979 auf der Tagung Mikroelektronik in Görlitz

Eine Möglichkeit, die Arbeitsproduktivität zu steigern, liegt in der Erhöhung des Automatisierungsgrades der Geräte und Anlagen in den Betrieben. Hierzu sind Mikrorechner (MR) hervorragend geeignet. Ein MR bildet im VEB Stahl- und Walzwerk Brandenburg das Bindeglied zwischen einem Spektrometerlabor und dem Produktionsabschnitt Schmelzbetrieb. Die Konzeption wurde so ausgelegt, daß die Verbindung von vorhandenen älteren zu vorhandenen modernen Geräten, z. B. KRS 4200, geschaffen werden konnte. In diesem Beitrag sollen Erfahrungen, die bei diesem Einsatzfall gesammelt wurden, dargestellt werden.

Gegenstand des Einsatzfalles ist die Anwendung eines Mikrorechners (MR) zur automatischen Übertragung der Analysenwerte vom Spektrometerlabor zu den Schmelzerständen im Stahlwerk. Im Bild 1 ist das Blockschaltbild des Gesamtsystems dargestellt. Über eine Eingabetastatur (E-A) werden dem jeweiligen Rechner die Empfangsstellen der Analysenwerte mitgeteilt. Die Verteilung geht über die Rundschreibknotenstelle zu den einzelnen Fernschreibern (FS) und zu den Schmelzerständen über die Zwischenstation MR des Spektrometers 3 und KRS 4200.

Aufgaben des Mikrorechners

Der Mikrorechner hat folgende Aufgaben:

- Übernahme der Informationen vom Spektrometer 3, speichern und anzeigen
- Möglichkeiten der Handeingabe wie Datum, Uhrzeit, Programmnummer, Probennummer u. ä.
- Auswahl der empfangenen Informationen, Mittelwertbildung und Anzeige
- Korrektur einzelner Werte
- Auswahl der Empfangsstellen und automatisches Senden im Fernschreibkode
- Übernahme der Informationen von der Rundschreibknotenstelle
- Umwandlung des Fernschreiberkodes in BCD-Kode
- Ordnen und automatisches Senden der Informationen zur Ursadat 4000 des KRS 4200.

Zur Realisierung dieser Aufgabenstellung wurde folgende Mikrorechnerkonfiguration festgelegt:

- Datenspeicher 4-K-Byte-RAM
- Programmspeicher 16-K-Byte-EPROM
- programmierbarer Intervall-Timer
- programmierbarer Interrupt-Controller
- programmierbares paralleles Interface PIO (2 Stück)
- programmierbares serielles Interface SIO (3 Stück)

Anpaßeinheit

Diese Mikrorechnergrundkonfiguration wurde vom Hersteller als „black-box" bezogen. Aufgabe vom Anwender der MR war es nun, mit Hilfe einer sogenannten „Anpaßeinheit" (im Bild 1 gepunktet gezeichnet) diese Grundkonfiguration in den Automatisierungsprozeß einzugliedern. Die Anpaßeinheit (Bild 2) korrespondiert einmal mit dem MR und zum anderen mit den peripheren Geräten. Sie bereitet die Signalpegel des MR so auf, daß das Zusammenspiel mit den peripheren Geräten gewährleistet ist. Zum anderen paßt sie die unterschiedlichen Signale der Peripherie den Mikrorechnereingängen an und organisiert zusammen mit dem Mikrorechner den technologisch richtigen Ablauf.

Daraus ist zu ersehen, daß mit einer gleichen Mikrorechnergrundkonfiguration, aber unterschiedlichen Anpaßeinheiten und unterschiedlicher Software völlig unterschiedliche Problemstellungen gelöst werden können. Damit verschiedenartige Anpaßeinheiten in kürzester Zeit aufgebaut werden können, ist es sinnvoll, nicht funktionsspezifische, d. h. schaltungsorientierte Steckeinheiten zu schaffen, sondern bausteinspezifische, d. h. universelle Steckkarten mit jeweils bestimmten Bausteintypen zu realisieren. Somit liegt für verschiedene Schaltungsgrundfunktionen ein Sortiment Steckkarten bereit.

Da die Anpaßeinheit kein Serienprodukt ist, steht dem erhöhten Aufwand bei der Verdrahtung der Anpaßeinheit der Vorteil des generell schnelleren Aufbaus der Anpaßeinheit mit bausteinspezifischen Steckkarten gegenüber. Außerdem ist es beim bausteinspezifischen Aufbau möglich, kurzfristig auch hardwaremäßig auf Änderungen des Gesamtsystems zu reagieren.

Dateneingabe über Parallelinterface (PIO)

Das Parallelinterface setzt sich grundsätzlich aus drei Kanälen A, B und C, im folgenden PORT genannt, zusammen. Ein Port besteht aus 8 bit. In bestimmten Moden sind nun diese Ports programmierbar, z. B., ob Eingaben oder Ausgaben verarbeitet werden müssen.

Über Port A und B wird der Informationsaustausch durchgeführt, wobei die jeweils 8 Bit gleichzeitig angesprochen werden. PIO 1 ist auf Eingabe und PIO 2 auf Ausgabe programmiert. Über Port C erfolgt der Steuerbitaustausch. Hierbei können die 8 bits einzeln angesprochen werden. Innerhalb dieses Ports können einzelne Bits als Eingabe und andere wieder als Ausgabe benutzt werden.

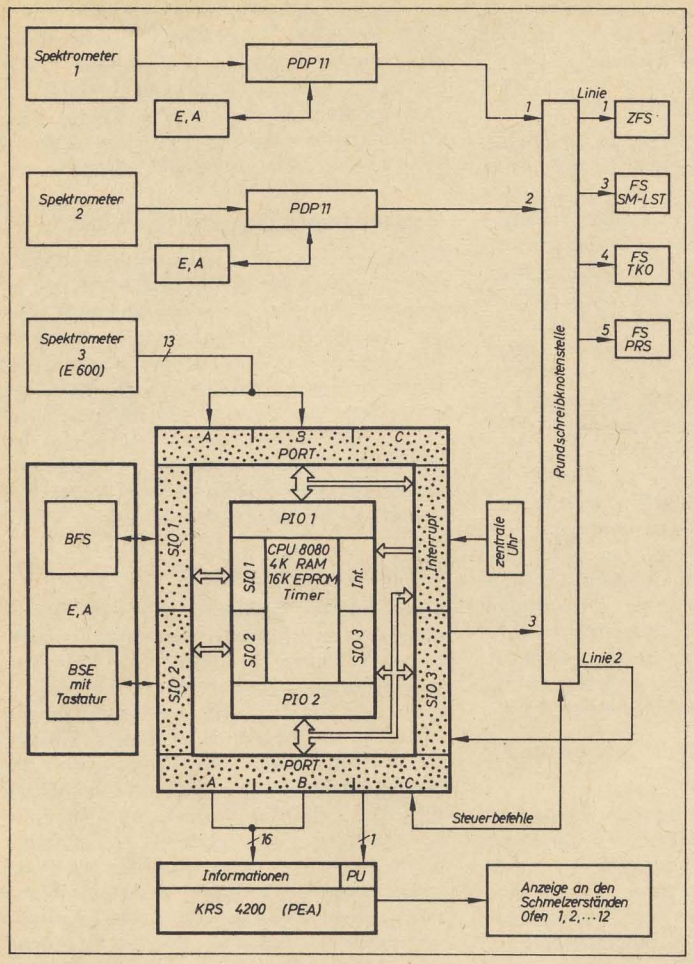


Bild 1: Blockschaltbild des Gesamtsystems

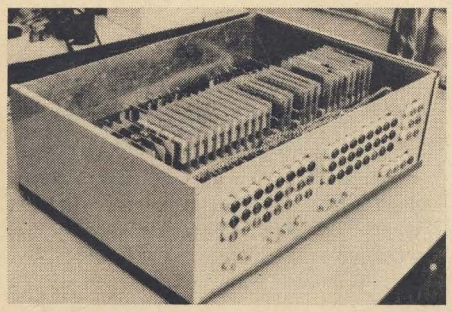


Bild 2: Anpaßeinheit **Werkfoto**

im Bild 3 ist das Prinzip der Eingabe der Informationen vom Spektrometer dargestellt.

Die Informationen vom Spektrometer 3 liegen impulsförmig an. Die Ziffern 0 bis 9, Punkt, Leerschrift und Wagenrücklauf werden seriell als Rechteckimpuls von 40 ms Dauer in Abständen von 200 ms ausgegeben.

Mit Hilfe des Schutzrohrkontaktes RGK 20/2 wird eine vollständige galvanische Trennung vom Potential des Spektrometers 3 erreicht. Die Information gelangt über

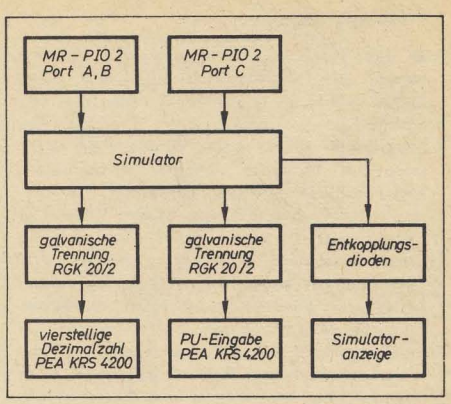


Bild 4: Prinzip der Datenausgabe zum KRS 4200

einen Simulator zu einem Speicher, von hier aus wird sie dann der PIO zur Verfügung gestellt.

Der Simulator, aufgebaut mit Leuchtdrucktasten, hat zwei Funktionen:

- Anzeige der über ihn laufenden Informationen und Steuerbits
- Abtrennung der Informationsquelle und definiertes Setzen von Bits mittels Handeingabe für Test- und Servicezwecke.

Von jedem seriell in den Speicher einlaufenden Zeichen wird über ein ODER-Glied das Interrupt „Int 1" abgeleitet.

Um Mehrfachanmeldungen beim MR zu vermeiden, muß die Interruptorganisation so ausgelegt sein, daß nach erfolgter Übernahme durch den MR eine Sperrung der entsprechenden Interruptlinie erfolgt. Die Realisierung dieser Forderung wird mit Steuerbit „Sperrung Int 1" durchgeführt. Nach erfolgter Übernahme der Information aus dem Speicher in das PIO 1 wird der Speicher zurückgesetzt und gleichzeitig die Sperrung Int 1 aufgehoben. Dieser Vorgang muß in einer Zeit $t > 40$ ms und $t < 200$ ms abgelaufen sein, da es sonst zu Doppelanmeldungen bzw. zu Informationsverlust kommen kann. Die richtige zeitliche Abarbeitung wird softwaremäßig mit Timer durchgeführt. Um Störimpulse auszukoppeln, wurden die Relais der galvanischen Trennung anzugsverzögert ausgelegt und

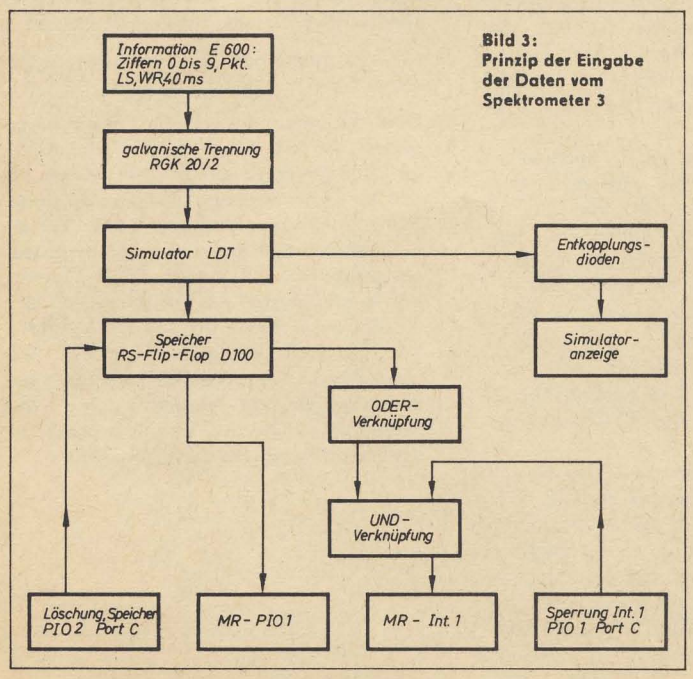


Bild 3: Prinzip der Eingabe der Daten vom Spektrometer 3

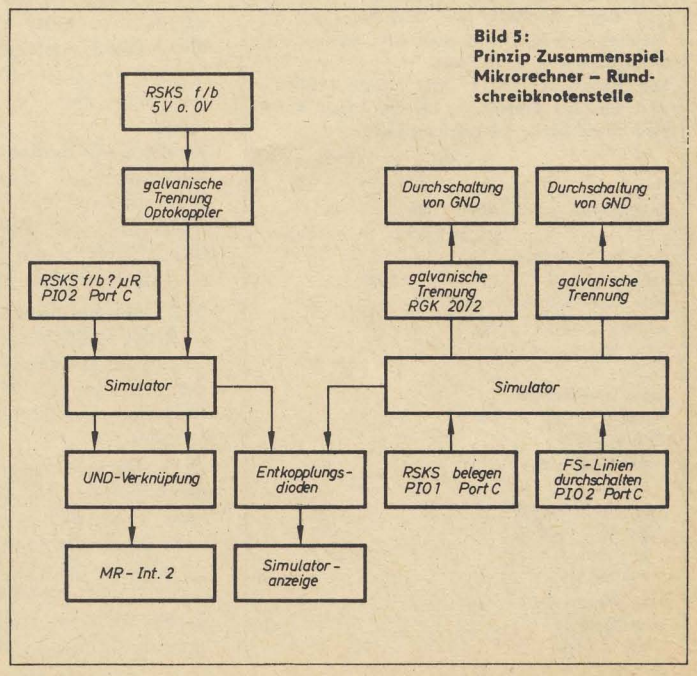


Bild 5: Prinzip Zusammenspiel Mikrorechner – Rundschreibknotenstelle

Halbleitertechnik

● Mit Hilfe von Heterosperrschichtemittern lassen sich Transistoren aufbauen, deren Stromverstärkung 50mal größer als die herkömmlicher npn-Transistoren ist. Die Leistungstransistoren werden unter Zuhilfenahme eines stark mit Phosphor dotierten halbleitenden polykristallinen Siliziums hergestellt, das geringe Änderungen des spezifischen Widerstandes aufweist. Dieses Verfahren wird auch mit Sipos bezeichnet. Heterosperrschichten sind Sperrschichten zweier Materialien, die unterschiedliche Bandabstandsenergien aufweisen. Weiterhin wird durch das neue Verfahren der Basiswiderstand um 90 % verringert. Der Heteroemitter baut eine Barriere gegenüber einer Injektion von Trägern aus der Basis in das Emittergebiet auf und ermöglicht dadurch eine starke Dotierung in der Basisregion, ohne daß dabei andere Eigenschaften beeinträchtigt werden. Außerdem läßt sich der sogenannte Early-Effekt verringern, durch den die Basisschichtdicke durch den Kollektorstrom moduliert wird. Als Anwendungen kommen Leistungstransistoren für NF-Verstärker und Fernsehablenkstufen in Betracht.

● Unter Verwendung der Ionenimplantation lassen sich grünes Licht emittierende ZnTe-Leuchtdioden als MIS-Bauelemente aufbauen. Diese Dioden weisen ein Doppel-Injektionsverhalten mit einem negativen Widerstand beim Injektionsschwellwert auf. Die Lichtemission erfolgt bei 550 nm mit einer spektralen Breite < 8 nm. Die II-VI-Verbindung ZnTe hat einen Bandabstand von 2,3 eV bei Raumtemperatur und damit günstige Voraussetzungen zum Aufbau von Leuchtdioden. ZnTe-Kristalle werden mit Hilfe des Bridgman-Stockbarger-Verfahrens bei 1 100 °C hergestellt. Die Dotierung mit Phosphor führt zu einer effektiven Bandkantenlumineszenz mit einer geringen Verteilung nichtstrahlender Übergänge bei Raumtemperatur. ZnTe-Leuchtdioden lassen sich in einem Temperaturbereich (−100...+100 °C) einsetzen.

● Waren bis vor einigen Jahren Leistungs-FETs noch hypothetische Bauelemente, so befinden sie sich heute bereits in Serienproduktion, wie die sowjetischen Typen КП 901 und КП 902 zeigen. Im Gegensatz zum Bipolar-Leistungstransistor (BLT) hat der LFET einen entscheidenden Vorteil. Mit wachsender Umgebungstemperatur steigen beim BLT nicht nur Restströme, sondern auch statische und dynamische Verstärkungsfaktoren, wodurch sich die im BLT umgesetzte Leistung und damit die Sperrschichttemperatur weiter erhöhen. Diesem Aufschaukeln wirken in den Emitterzweigen eingefügte Gegenkopplungswiderstände entgegen, wodurch allerdings der Wirkungsgrad sinkt. Beim LSET steigen zwar ebenfalls die Leckströme an, die Steilheiten jedoch verringern sich, so daß eine Aufschaukelung unterbleibt.

Die genannten LFETs sind n-Kanal-MOSFETs und für den Einsatz in breitbandigen Rundfunk sowie Sendeanlagen vorgesehen.

	КП 901		КП 902	
	А	Б	А	Б
Steilheit in mA/V	50 (I_D = 0,5 A)	60	10 (I_D = 50 mA)	
max. Drain-Source-spannung in V	70		50	
max. Gate-Source-spannung in V	30		30	
max. Drainstrom in A	4		0,2	
max. Drainverlust-leistung in W	20		3,5	
Gateleckstrom bei U_{SD} = 30 V in nA			3	
Rauschzahl in dB bei U_{DS} = 50 V, I_D = 50 mA, f = 250 MHz	6		8	
max. Ausgangs-leistung in W bei 60 MHz			1,8	

somit die Eingänge der Anpaßeinheit nur so empfindlich gestaltet, wie sie für den technologischen Ablauf notwendig sind.

Datenausgabe über Parallelinterface

Unkompliziert ist das Prinzip der Datenausgabe zum Rechner KRS 4200 (Bild 4). Hierbei wird über Simulator und galvanische Trennung von PIO 2 Port A und B zusammen 16 bit, eine vierstellige Dezimalzahl im BCD-Kode zur PEA des KRS 4200 gegeben. Anschließend erscheint das Programmunterbrechungssignal für den KRS 4200 auf dem gleichen Wege vom MR nur über Port C.

Es hat sich im Probebetrieb jedoch gezeigt, daß diese einfache Datenübermittlung den Anforderungen einer sicheren Datenübertragung nicht entspricht. Es konnte nur eine Sicherheit von 99,92 % erreicht werden. Damit keine Daten verlorengehen, muß eine Rückkopplung vom KRS 4200 zum MR erfolgen. Damit besteht die Möglichkeit, bei Fehlern in der Übertragung den Datensatz vom MR automatisch mehrmals abzufordern bzw. durch Fehlerausschrift am MR kundzutun, daß der Datensatz nicht richtig übertragen werden konnte.

Datenaustausch über serielles Interface 3 (SIO 3)

Die Informationen werden im Fernschreiberkode zwischen dem MR und der Rundschreibknotenstelle über SIO 3 ausgetauscht. Beim Senden von Informationen vom MR werden über das Parallelinterface 2 die erforderlichen Steuerbefehle bereitgestellt (Bild 5). Das Zusammenspiel läßt sich auf sechs Grundschritte zurückführen:

- Abfrage der Rundschreibknotenstelle (RSKS), ob sie frei oder besetzt ist
- wenn frei, dann erfolgt Int 2
- RSKS belegen und damit Sperrung der RSKS für die beiden anderen Rechner
- Durchschalten der Fernschreiblinien
- Ausgabe der Informationen vom MR über SIO 3 zur RSKS
- Zurücksetzen der ausgegebenen Steuerbits.

Die Abfrage, ob die RSKS frei oder besetzt ist, wird zu einer Ausgabe des MR über PIO 2 Port C umfunktioniert. Dieses Steuerbit und der Zustand der RSKS selbst gelangen über den Simulator auf ein UND-Glied.

Ist die UND-Bedingung erfüllt, entsteht ein Interrupt, und über die Ausgabe eines Steuerbits von PIO 1 wird die Sperrung der RSKS für zwei andere Rechner durchgeführt. Somit ist die RSKS für den Empfang von Informationen vom MR vorbereitet.

Mit Hilfe der Steuerbits von PIO 2 Port C wird der RSKS mitgeteilt, zu welchen Fernschreibempfangsstellen der MR seine Informationen senden will. Die entsprechenden FS-Linien werden in der RSKS durchgeschaltet.

Ohne Rückmeldung von der RSKS beginnt daraufhin der MR über das serielle Interface SIO 3 das Senden seiner Informationen. Sind alle Informationen ausgegeben, so muß der MR die gesetzten Steuerbits zurücknehmen, die RSKS wieder für einen anderen Rechner freigeben und den Ausgangszustand herstellen.

Die galvanische Trennung von der RSKS wird einerseits über Relais durchgeführt, zum anderen werden Optokoppler dafür eingesetzt. Das SIO 3 arbeitet generell mit Optokoppler, da hierfür die Relais RGK 20/2 mit einer Schalthäufigkeit von 20/s an ihrer oberen Grenzen liegen würden.

Datenaustausch über SIO 1 und SIO 2

Diese beiden seriellen Interfaces dienen zum Anschluß der Bediengeräte des Mikrorechners. Als Ein- und Ausgabegerät wurden kommerzielle Fernschreiber und eine Bildschirmeinheit, die als schneller Fernschreiber mit 2 400 Baud zu betrachten ist, eingesetzt. Der Fernschreiber hat sich auf Grund der großen Störanfälligkeit, des erschwerten Bedienaufwandes, der geringen Schreibgeschwindigkeit und der zu großen Lautstärke als ungeeignet erwiesen.

Probleme beim Einsatz

Schon bei der Konzeption eines Mikrorechnereinsatzes ist jeweils abzuwägen, ob spezielle Probleme hardware- oder softwaremäßig günstiger gelöst werden können. So wird das Problem der Kontaktprellungen sicherlich oft, wie auch in diesem Einsatzfall, softwaremäßig gelöst. Der Aufbau der Anpaßeinheit erfolgte nach den bekannten Richtlinien für die Projektierung mit TTL-Schaltkreisen und ergab keine Beanstandung. Erhebliche Schwierigkeiten bereitete softwaremäßig die Lösung des Zeitproblems beim Zusammenspiel der zwei Parallelinterfaces mit den drei seriellen Interfaces. Der effektive Einsatz von MR setzt folgendes voraus:

1. eine Mikrorechnergrundkonfiguration
2. ein leistungsfähiges, dem heutigen Stand der Technik angepaßtes Ein- und Ausgabegerät
3. einen Mikrorechnerentwicklungsplatz, der auch eine Hardwaresimulation zuläßt. Damit ist gewährleistet, daß die Programmierung im eigenen Hause durchgeführt werden kann
4. eine entsprechende, auf den zu realisierenden Einsatzfall abgestimmte Zusammensetzung des Bearbeitungskollektivs von Hardware- und Softwarebearbeiter
5. eine Anpaßeinheit mit bausteinspezifischen Steckkarten
6. Eine großzügig ausgelegte Erprobungsphase, so daß mit Hilfe des Simulators der Anpaßeinheit ein Echtzeitbetrieb zuerst im Labor durchgeführt werden kann. Somit kann der Einsatzfall ohne Störbeeinflussung des späteren Betriebsprozesses hardware- und softwaremäßig im Labor durchgetestet werden. Erst wenn das System seine Probe im Labor bestanden hat, kann der Anschluß an den Betriebsprozeß durchgeführt werden und die mannigfaltige Störbeeinflussung des Prozesses selbst auf das Mikrorechnersystem ermittelt und beseitigt werden.

Multimikrorechnerkopplung über Ein- und Ausgabeports

Dr.-Ing. GÜNTER WOLLENBERG
und Dipl.-Ing. EBERHARD KEHRER

Mitteilung aus dem VEB Numerik „Karl Marx" Karl-Marx-Stadt

Dieser Beitrag beschreibt, ausgehend von vorgegebenen Forderungen und Bedingungen, eine peripherieartige Kopplung über Ein- und Ausgabeports. Besonderer Wert wird auf die Funktionserläuterung gelegt, Betrachtungen zur hard- und softwaremäßigen Implementierung ergänzen die Beschreibung.

Einsatzuntersuchungen bei Echtzeitsteuerungen führen häufig zu dem Ergebnis, daß der Mikroprozessor wegen zu geringer Leistungsfähigkeit, d. h. zu geringen Durchsatzes, nicht einsetzbar ist. In einer Reihe von Fällen, insbesondere, wenn es um den Ersatz von fest verdrahteter Elektronik durch Mikroprozessoren geht, kann durch das Schaffen neuer, rechnerfreundlicher Algorithmen deren Einsatz ermöglicht werden. Eine allgemeine Möglichkeit, den Durchsatz eines Systems zu erhöhen und in weiten Grenzen zu variieren, ist die Organisation von Simultanarbeit zwischen seinen Teilsystemen. Das führt, auf die Problematik Mikroprozessor bezogen, zu Multimikroprozessor- bzw. Multimikrorechnersystemen [1], die auf Grund des relativ niedrigen Preises der einzelnen hochintegrierten Komponenten durchaus zu ökonomisch günstigen Systemlösungen führen.

Ein wesentliches Problem bei der Schaffung von Multimikroprozessorstrukturen ist die Kopplung der Mikrorechner und die damit verbundene Systemorganisation.

Zwei grundlegende Koppelprinzipien haben sich herausgebildet:

– peripherieartige Kopplung über Ein- und Ausgabeports
– Kopplung über einen gemeinsamen Speicher (Briefkastenprinzip).

Aufgaben und Prinzipanordnung

Nachfolgend sind eine Anzahl von Bedingungen und Aufgaben an eine Rechnerkopplung angegeben, wie sie sich aus der Analyse eines Steuerungsproblems ergeben haben. Diese stecken einen verhältnismäßig groben Rahmen ab und lassen dem Entwickler noch relativ viele Freiheitsgrade für den Entwurf. Im einzelnen läßt sich formulieren:

- Alle Mikrorechner arbeiten autonom und treten nur für die Zeit des Datenaustausches miteinander in Verbindung.
- Die Rechnerkopplung soll der hierarchischen Struktur der statisch zu implementierenden Aufgaben und dem damit verbundenen Informationsfluß entsprechen. Dies ermöglicht eine Master-Slave-Kopplung, die eine Einschränkung gegenüber der universellsten Form darstellt.
- Jeder der beteiligten Rechner kann den Datenaustausch initiieren und nach Anerkennung Daten zum ausgewählten Partner (Empfänger) senden. Der Datenaustausch kann von einem der Slaves zum Master bzw. vom Master zu einem ausgewählten Slave erfolgen.
- Die Rechnerkopplung hat über ein Bussystem zu erfolgen, um den Aufwand für die Kopplung geringzuhalten.
- Der Master hat die höchste Priorität, die Priorität der Slaves muß festlegbar sein (systemabhängig durch Programm).
- Der Datenaustausch erfolgt byteweise in Blöcken mit einer Byterate von etwa 30 K Bytes/s.
- Es sollen mindestens vier Mikrorechner gekoppelt werden (Master und drei Slaves).
- Eine einmal hergestellte Verbindung zum Datenaustausch wird erst nach dessen Beendigung abgebaut (keine Unterbrechung).
- Die Entfernung zwischen den zu koppelnden Rechnern ist gering (Anordnung in einem Gefäß, z. B. Schrank), d. h., spezielle Vorkehrungen zur Datenübertragung brauchen nicht getroffen zu werden.

Eine Multimikrorechnerkopplung, die die vorgenannten Aufgaben erfüllen kann, ist

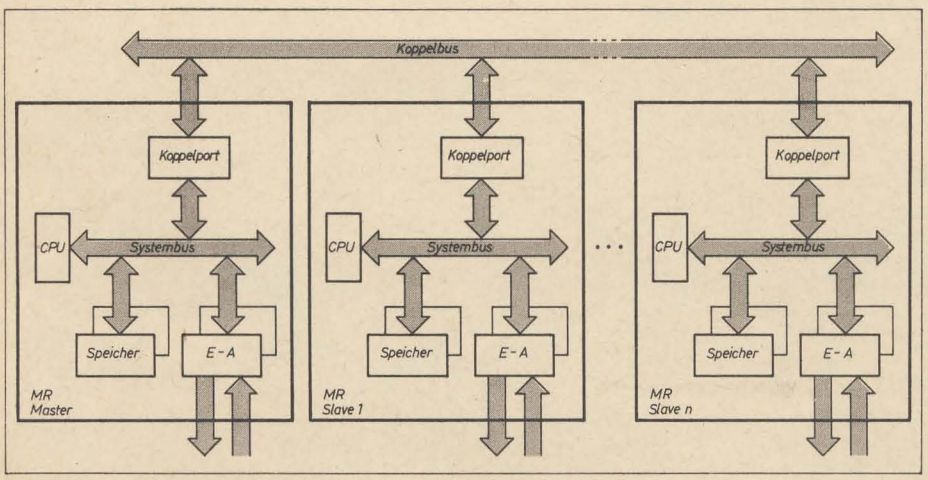
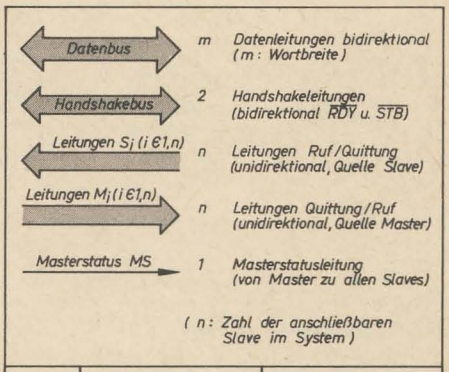


Bild 1: Prinzip einer Multimikrorechnerkopplung durch E-A-Ports



Leitungen	MS = 1 Master Sender	MS=0 Master Empfänger
Sj = 1	Quittung des Slaves j auf das Gesuch Mj des Masters übrige Si (i ∈1, n; i ± j) sind bei MS=1 ohne Bedeutung	Gesuch des Slaves i nach Datenaustausch alle Slaves i (i ∈1, n) können unabhängig von einander ein Gesuch senden
Mj = 1	Gesuch des Masters an den Slave j	Quittung des Masters auf das Gesuch des Slaves j

Bild 2: Koppelbusleitungen und ihre Bedeutung

als Prinzipschaltung im Bild 1 dargestellt. Über jedem Rechner zugeordnete E-A-Ports einschließlich der notwendigen Portlogik wird der alle Rechner verbindende Koppelbus gebildet.

Die Zusammensetzung des Koppelbusses ist im Bild 2 dargestellt. Er besteht aus m bidirektionalen Datenleitungen (m = Wortbreite) und zwei Handshake-Leitungen, die einen asynchronen, wortseriellen Datenaustausch zwischen den Ports zweier jeweils ausgewählter Partner (Master und ein Slave) gewährleisten. Über die Leitungsbündel S_i ($i \in [1, n]$) und M_i ($i \in [1, n]$) sowie die Masterstatusleitung MS erfolgt das Rufen des Partners und die Quittierung, wobei Konfliktsituationen aufgelöst und Prioritäten programmäßig im Master festgelegt werden.

Nachfolgend wird die Funktion der Multimikrorechnerkopplung beschrieben.

Funktion der Multimikrorechnerkopplung

Aufbau der Verbindung

Bevor ein Datenaustausch zwischen zwei Partnern über den bidirektionalen Datenbus (s. Bild 2) stattfinden kann, muß die Verbindung zwischen ihnen hergestellt werden. Der bidirektionale Datenbus stellt für alle Busteilnehmer das Betriebsmittel dar, in das sie sich zur Realisierung des Datenaustauschs hineinteilen müssen (geteilte Ressource, engl.: shared ressource). Die Forderungen nach Erwerb der geteilten Ressource können von allen Busteilnehmern unabhängig voneinander gestellt werden. Das kann zum gleichzeitigen Auftreten mehrerer Forderungen führen. Bei der

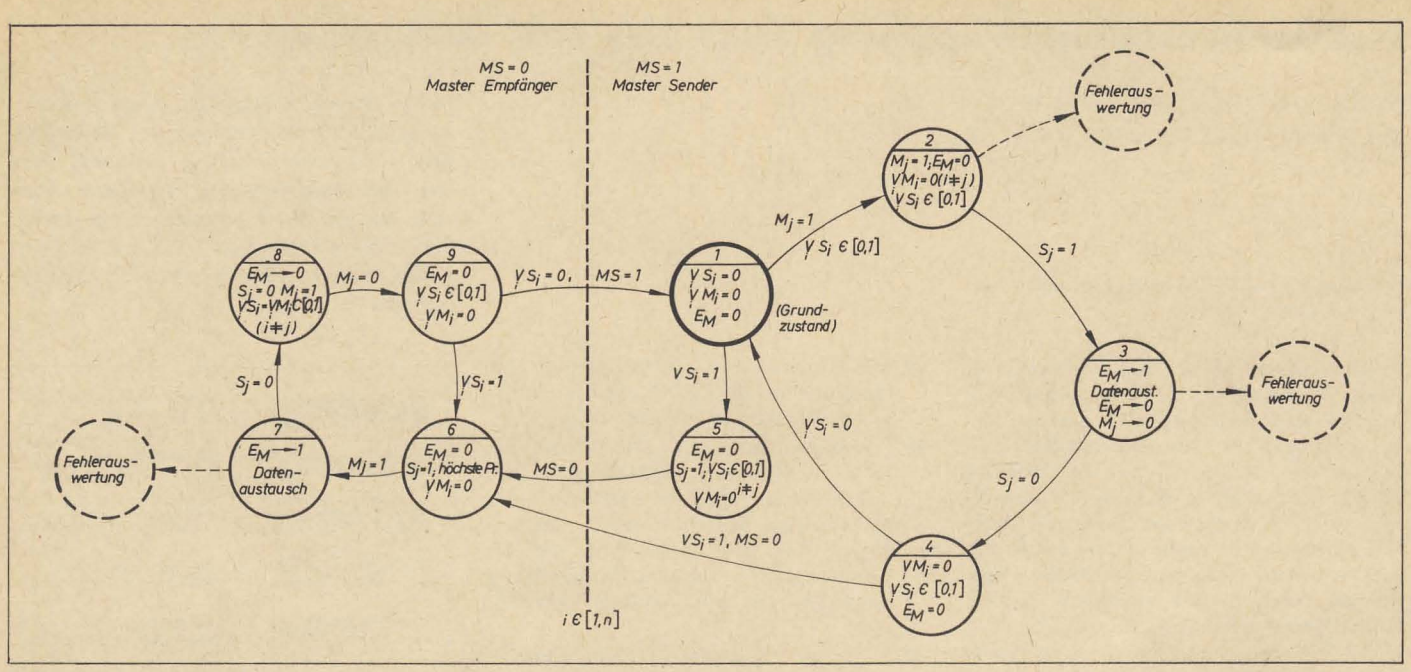


Bild 3: Zustandsgraph für Master

Vergabe der geteilten Ressource müssen deshalb Konflikte vermieden (Arbitration) und eine Reihenfolge der Forderungen festgelegt werden (Priorisierung). Arbitration und Priorisierung erfolgen im Master.

Nachfolgend sei die Vergabe des Datenbusses über das asynchrone Handshake mit den Leitungen S_i und R_i ($i \in [1, n]$) und den Masterstatusleitungen MS an einigen ausgewählten Konstellationen erläutert.

a) Slave j ruft Master, Master hat keinen Sendewunsch
Der Slave meldet seine Forderung mit $S_j = 1$ beim Master an. Wenn dies die einzige beim Master anliegende Slaveforderung bzw. die Slaveforderung mit höchster Priorität ist, dann quittiert der Master die Anerkennung der Forderung durch $M_j = 1$ und $MS = 0$. Damit ist die Verbindung zwischen Slave j (Sender) und Master (Empfänger) hergestellt. Jeder Teilnehmer schaltet über seine Leitungen $E_{S(lave)}$ bzw. $E_{M(aster)}$ die Portlogik für den Datenaustausch empfindlich.

b) Master ruft Slave j, Slave j hat keinen Sendewunsch
Der Master meldet seine Forderung mit $M_j = 1$ bei $MS = 1$ an. Slave j quittiert die Masterforderung mit $S_j = 1$. Damit ist die Verbindung zwischen Master (Sender) und Slave j (Empfänger) hergestellt. Von beiden Teilnehmern wird über E_M bzw. E_S die Portlogik für den Datenaustausch empfindlich geschaltet.

c) Master ruft Slave j, Slave j ruft Master
Dies ist eine Konfliktsituation. Der Master hat durch $M_j = 1$ und $MS = 1$ den Slave j gerufen, Slave j hat durch $S_j = 1$ den Master gerufen. In diesem Fall wird Slave j zur Anerkennung des Masterwunsches gezwungen (Slave j erkennt das durch Abfragen der Leitung $MS = 1$). Nach beendetem Datenaustausch stellt Slave j seine Forderung erneut.

Die Freigabe der Ressource nach beendetem Datenaustausch erfolgt ebenfalls im Handshake über die Leitungen M_j und S_j. Eine vollständige Beschreibung des Verbindungsaufbaus und -abbaus der behandelten Multirechnerkopplung erfolgt mit Hilfe der Zustandsgraphen für Master (Bild 3) und Slave (Bild 4) einschließlich der Tafeln 1 und 2.

Die Knoten des Graphen sind mehr oder weniger komplexe Zustände des Master- bzw. Slaverechners einschließlich der Ports. Die Kanten stellen die für die Zustandsänderungen relevanten Portsignale bzw. Portsignaländerungen dar.

Bei der Implementierung des für den Aufbau des Datenaustauschs zuständigen Teils des Koppelports ist zu beachten, daß koppelseitig Einzelbitausgaben und -eingaben zu realisieren sind. Prozessorseitig muß der Port geschrieben (Ausgabebits) und gelesen werden können (Eingabebits).

Falls die Zusammenarbeit des jeweiligen Prozessors mit seinem Port auf Interruptbasis erfolgen soll, ist in dem Port eine entsprechende Interruptlogik zu realisieren. Bild 5 zeigt die Verhältnisse. Bei der Kopplung eines Masters mit n Slaves benötigt der betrachtete Teil des Masterports

$$Z_M = 2\,(n + 1)$$

Bits, davon $n + 2$ für Ausgabe (Output, O) und n für Eingabe (Input, I). Der entsprechende Teil des Slaveports hat $Z_S = 4$ Bits

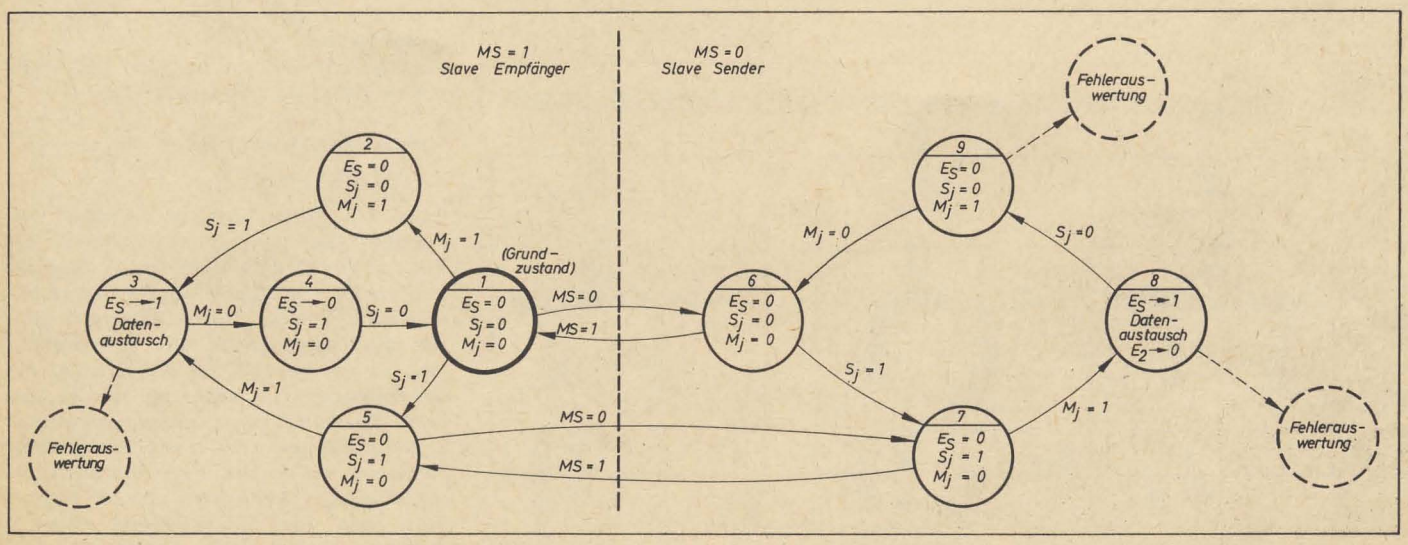


Bild 4: Zustandsgraph für Slave

Tafel 1: Übersicht über die Masterzustände bezüglich der Rechnerkopplung

Zustand	Ereignisse
1	Grundzustand, keine Aktivitäten bezüglich Rechnerkopplung $MS = 1$; $V_I\ S_I = 0$; $E_M = 0$ ($i \in [1, n]$)
2	Master im Zustand Sender ($MS = 1$) ruft Slave j: $M_j = 1$; $\bigvee_{i \neq j} M_i = 0$ Er erwartet die Quittung $S_j = 1$ und geht damit nach Zustand 3. Kommt $S_j = 1$ nicht innerhalb einer festgelegten Zeit, so kann dies zur Fehlerauswertung im Master ausgenutzt werden (Zustand Fehlerauswertung)
3	Master bereitet Port zum Datenaustausch vor (1. Byte einschreiben) und setzt $E_M = 1$. Es erfolgt der Datenaustausch eines Blockes. Nach abgeschlossenem Datenaustausch setzt Master $E_M = 0$; $M_j = 0$ und wartet auf die Wegnahme der Slavequittung S_j. Wird nicht $S_j = 0$ innerhalb einer festgelegten Zeit, so kann dies zur Fehlerauswertung im Master ausgenutzt werden (Zustand Fehlerauswertung)
4	Master testet den Zustand der übrigen S_I ($i \neq j$). $V_I\ S_I = 0$: Keine Forderungen zum Datenaustausch, Master geht in Zustand 1. $V_I\ S_I = 1$: Forderungen von Slaves liegen vor, Master setzt $MS = 0$ (Empfänger) und geht nach Zustand 6
5	In diesem Zustand liegen Rufe der Slaves vor: $V_I\ S_I = 1$ Hat der Master selbst keinen Wunsch, Daten an einen der Slaves zu senden, schaltet er sich durch Setzen von $MS = 0$ als Empfänger (Übergang nach Zustand 6). Entsteht jedoch in diesem Zustand der Wunsch zum Datensenden an Slave j, dann erzwingt er diesen durch Setzen von $M_j = 1$ (Übergang nach Zustand 2)
6	Master liest die anstehenden Slaverufe S_I und bestimmt denjenigen mit der höchsten Priorität: S_j. Er sendet die Quittung $M_j = 1$ aus und geht damit in den Zustand 7 über
7	Master bereitet sich auf Datenaustausch vor: Auslesen des Datenports und $E_M = 1$ Es erfolgt Datenaustausch eines Blockes. Nach abgeschlossenem Datenaustausch wartet der Master auf die Rücknahme des Slaverufes ($S_j = 0$). Erfolgt diese Rücknahme innerhalb einer vorgegebenen Zeit, so erfolgt der Übergang in Zustand 8. Wird die Zeit überschritten, so kann dies für eine Fehlerauswertung im Master ausgenutzt werden
8	Master beendet seinerseits den Datenaustausch mit $E_M = 0$ und $M_j = 0$ und geht in Zustand 9 über
9	Master führt eine Statusauswertung der empfangenen Informationen durch und testet danach, ob weitere Übertragungswünsche der Slaves vorliegen. Liegen weitere Wünsche vor ($V_I\ S_I = 1$), geht er in Zustand 6. Liegen keine Wünsche vor ($V_I\ S_I = 0$), setzt er $MS = 1$ und geht in den Zustand 1 über

Tafel 2: Übersicht über die Slavezustände bezüglich der Rechnerkopplung

Zustand	Ereignisse
1	Der betrachtete Slave ist inaktiv bezüglich Rechnerkopplung. Er verläßt diesen Zustand durch Aussenden eines Rufes $S_j = 1$ (Übergang nach Zustand 5) oder bei Aufforderung durch den Master mit $M_j = 1$ (Übergang in Zustand 2). Im Zustand 1 erfolgt die Statusauswertung empfangener Informationen, ehe er einen neuen Ruf aussenden bzw. auf einen erneuten Masterruf reagieren kann
2	Slave erkennt den Ruf des Masters $M_j = 1$ und quittiert mit $S_j = 1$ (Übergang in Zustand 3)
3	Slave bereitet sich auf Datenaustausch vor (Empfänger): Auslesen des Datenports und $E_S = 1$. Es erfolgt Datenaustausch eines Blockes. Nach abgeschlossenem Datenaustausch wartet Slave auf die Rücknahme des Rufes ($M_j \rightarrow 0$). Erfolgt diese innerhalb einer vorgegebenen Zeit, geht er in Zustand 4 über. Wird die Zeit überschritten, kann eine Fehlerauswertung im Slave erfolgen
4	Der Slave zieht seine Bereitschaft zum Datenaustausch zurück ($E_S \rightarrow 0$) und setzt sein Quittungssignal Null: $S_j = 0$ (Übergang in den Zustand 1)
5	Der Slave wartet auf Anerkennung seines Rufes $S_j = 1$ und geht bei entsprechenden Aktivitäten des Masters nach Zustand $7 \rightsquigarrow 8 \rightarrow 9 \rightarrow 6$. In diesem Zustand kann aber auch ein Ruf des Masters M_j an den Slave j diesen zum Datenaustausch mit dem Master zwingen (Übergang in den Zustand 3). Der vom Slave ausgesendete Ruf $S_j = 1$ wird dann beiderseits unter der Bedingung $MS = 1$ als Quittung gewertet. Im Slave muß abgesichert werden, daß nach abgeschlossenem Datenaustausch und Rückkehr in den Grundzustand der Ruf erneut ausgesendet wird
6	wie Zustand 1, nur ist das vom Master ausgesendete Signal MS Null (Master Empfänger). Das Aussenden eines Rufes ($S_j = 1$) führt in den Zustand 7
7	Slave j wartet auf eine Quittung $M_j = 1$ vom Master. Das Eintreffen der Quittung bei $MS = 0$ überführt den Slave in Zustand 8. Setzt der Master dagegen $MS = 1$, wird der Slave in den Zustand 5 überführt
8	Slave bereitet sich auf Datenaustausch vor (Sender): Einschreiben des 1. Datenbytes in den Port und $E_S = 1$. Es erfolgt Datenaustausch eines Blockes. Nach abgeschlossenem Datenaustausch setzt Slave j $E_S = 0$ und $S_j = 0$ (Übergang in Zustand 9)
9	Slave wartet auf das Rücksetzen der Masterquittung $M_j = 0$. Erfolgt dieses innerhalb einer vorgegebenen Zeit, so geht Slave in Zustand 6 über. Wird die vorgegebene Zeit überschritten, kann dies zu einer Fehlerauswertung im Slave herangezogen werden

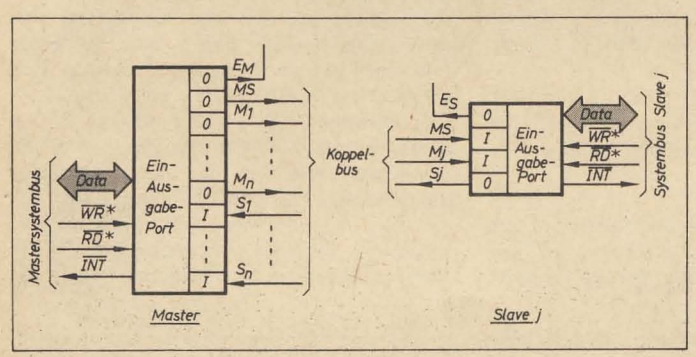


Bild 5: Koppelports für Datenaustausch

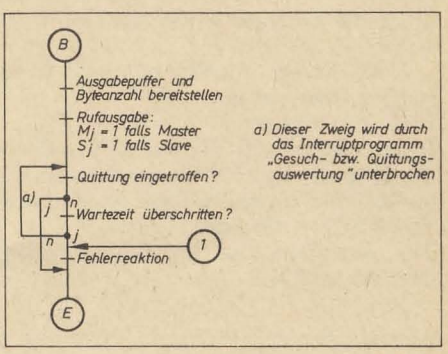


Bild 6: Programmablaufplan „Rufausgabe"

zu realisieren, davon jeweils zwei für Ausgabe und Eingabe.
Eine günstige Realisierungsmöglichkeit für die betrachteten Ports stellen die im Rahmen der Mikroprozessorsysteme entwickelten programmierbaren LSI-Schaltkreise mit paralleler Ein- und Ausgabeschnittstelle dar. Beim Mikroprozessorsystem U 880 ist das der Schaltkreis U 855. Mit einem im Einzelbit-Mode betriebenen Port (8 bits für Ein- bzw. Ausgabe) kann der Datenaustausch zwischen Master und drei Slaves organisiert werden ($Z = 8$ für $n = 3$).
Auf der Basis der implementierten Hardware müssen Programmroutinen erstellt werden, die, in die Betriebssysteme von Master bzw. Slave integriert, die in den Zustandsgraphen dargestellte Funktion realisieren. Die dafür erstellten Programme „Rufausgabe" und „Gesuch- bzw. Quittungsauswertung" sind als Ablaufpläne in den Bildern 6 bis 8 dargestellt.

Datenaustausch

Der Datenaustausch erfolgt wortweise. Die Worte sind in Wortmassiven mit einem bestimmten Aufbau zusammengestellt.
Zunächst soll die hardwaremäßig zu implementierende Wort-für-Wort-Übertragung betrachtet werden.

Da jeder Busteilnehmer sowohl Sender als auch Empfänger sein kann, muß sowohl ein Ausgabeport (Sender) als auch ein Eingabeport (Empfänger) für die entsprechende Wortbreite realisiert werden. Bild 9 zeigt den notwendigen Aufbau dieser Ports. Jeder Port muß sowohl prozessor- als auch koppelseitig zu einem asynchronen Handshake fähig sein. Sender- und Empfängerport seien nachfolgend getrennt behandelt.

Senderport

Der Senderport (Ausgabe) besitzt koppelseitig zwei Handshakeleitungen:
PRDY (Port bereit):

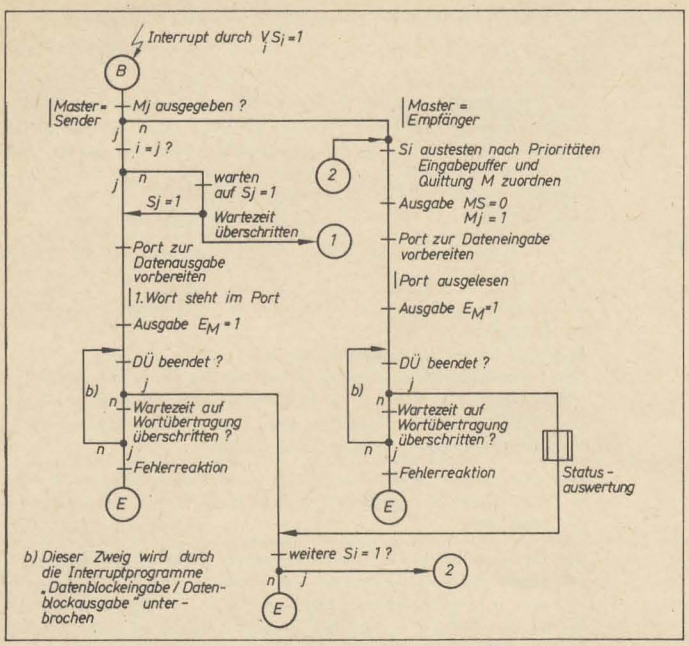


Bild 7: Programmablaufplan „Gesuch- bzw. Quittungsauswertung Master"

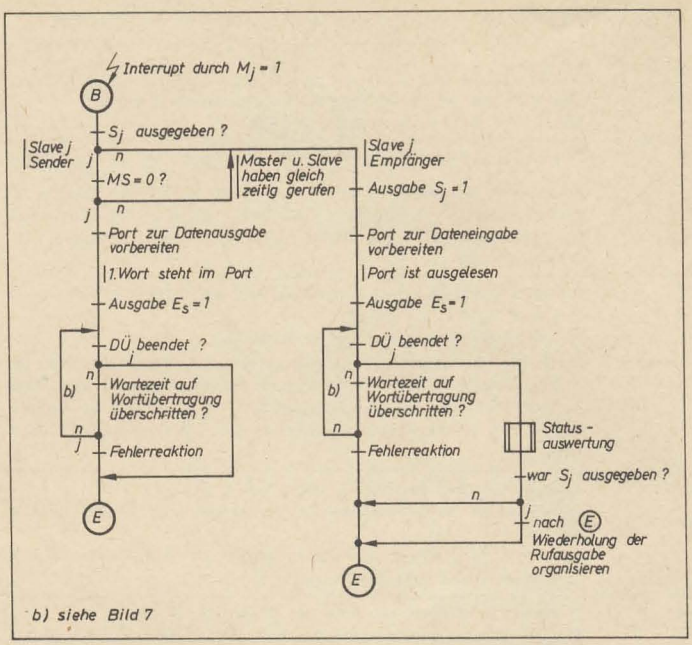


Bild 8: Programmablaufplan „Gesuch- bzw. Quittungsauswertung Slave"

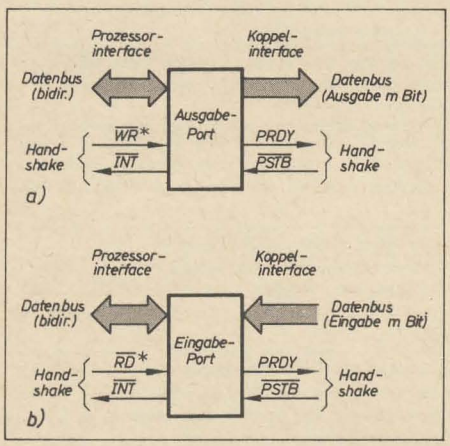


Bild 9: Aufbau der E-A-Ports für asynchronen Datenaustausch

H, wenn Port vom Prozessor gefüllt ist und er auf Abholung der Daten vom Empfänger wartet
L, wenn Port leer ist und er auf neue Daten vom Prozessor wartet.
PSTB (Portlesesignal):
Impuls (Nullimpuls), mit dessen Rückflanke die Daten in den Empfänger übernommen werden. Die innere Portlogik muß daraufhin PRDY = L schalten.
Das prozessorseitige Handshake erfolgt über die Leitungen

WR* (Schreibimpuls):
Prozessor schreibt ein Datenwort in den Port ein, wenn ihm zuvor über INT mitgeteilt wurde bzw. er durch Abfrage von PRDY erkannt hat, daß der Port leer ist.
INT (Interrupt):
wird aktiv, wenn der Port koppelseitig ausgelesen wurde. Besitzt der Port keine Interruptlogik, so kann vom Prozessor der Zustand der PRDY-Leitungen abgefragt werden.
Das Verhalten des Senderports ist als Zustandsgraph im Bild 10a dargestellt. Die Knoten des Graphen sind die Portzustände, die Kanten die jeweiligen Aktivitäten der Portsignale sowie des Signals $E_{M,S}$, das grundsätzlich aktiv sein muß, damit der Port bezüglich des Datenaustauschs den Zustand 1 (passiv) verlassen kann.
Bevor $E_{M,S} = 1$ geschaltet wird, ist das erste Datenwort in den Port einzuschreiben.
Der Zeitverlauf der Signale für den Sendezyklus eines Wortes ist im Bild 10b dargestellt.
Ein zu langes Verweilen im Zustand 3 kann im Sender zu einer Fehlerauswertung der Datenübertragung ausgenutzt werden.

Empfängerport

Die koppelseitigen Handshakesignale des Empfängerports (Eingabe) haben die gleiche Bezeichnung wie die des Senderports, jedoch eine unterschiedliche Bedeutung bzw. Wirkung.
PRDY (Port bereit):
H, wenn Empfängerport leer ist und er auf das koppelseitige Einschreiben eines neuen Datenwortes wartet
L, wenn Empfängerwort gefüllt ist und er auf das prozessorseitige Auslesen wartet.
PSTB (Portschreibsignal):
(Impuls (Nullimpuls), mit dessen Rückflanke die Daten in den Empfängerport übernommen werden. Die innere Portlogik schaltet daraufhin PRDY = L.
Für das prozessorseitige Handshake sind die Leitungen RD* und INT vorgesehen.
RD* (Leseimpuls):
Prozessor liest Datenwort aus Port, wenn er zuvor durch INT erfahren hat, daß ein neues Wort bereitliegt bzw. er durch Abfragen PRDY = L dies erkannt hat.
INT (Interrupt):
wird aktiv, wenn der Port koppelseitig eingeschrieben wurde. Besitzt der Port keine Interruptlogik, so kann der Prozessor den Zustand der PRDY-Leitung abfragen.
Das Verhalten des Empfängerports ist als Zustandsgraph im Bild 11a, der Zeitverlauf der Portsignale für den Empfangszyklus eines Wortes im Bild 11b dargestellt. Bevor $E_{M,S} = 1$ geschaltet wird, ist prozessorseitig ein Lesezyklus auszuführen. Ein zu langes Verharren im Zustand 3 kann im

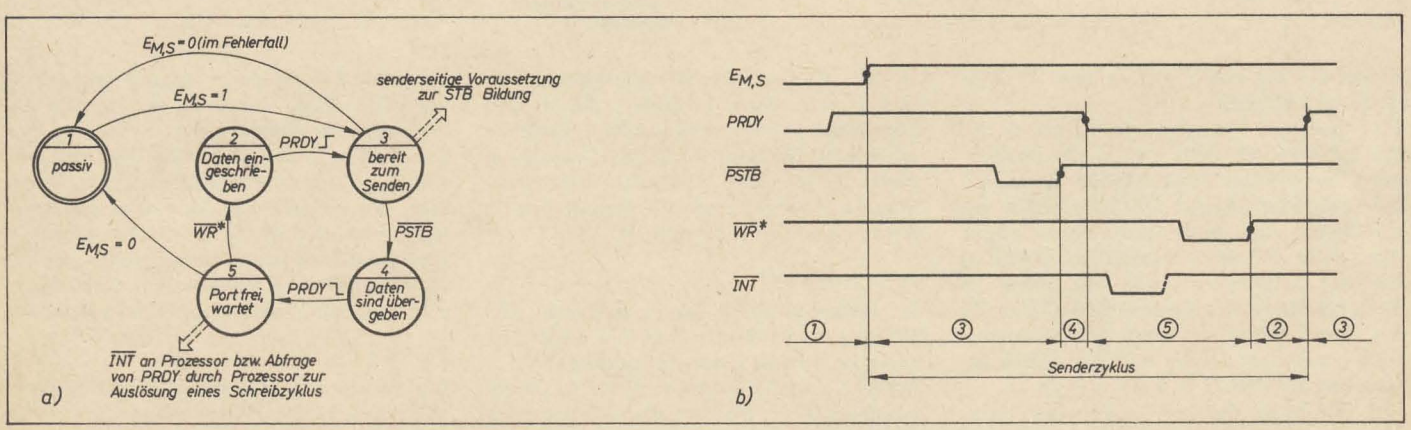


Bild 10: Verhalten eines Senderports

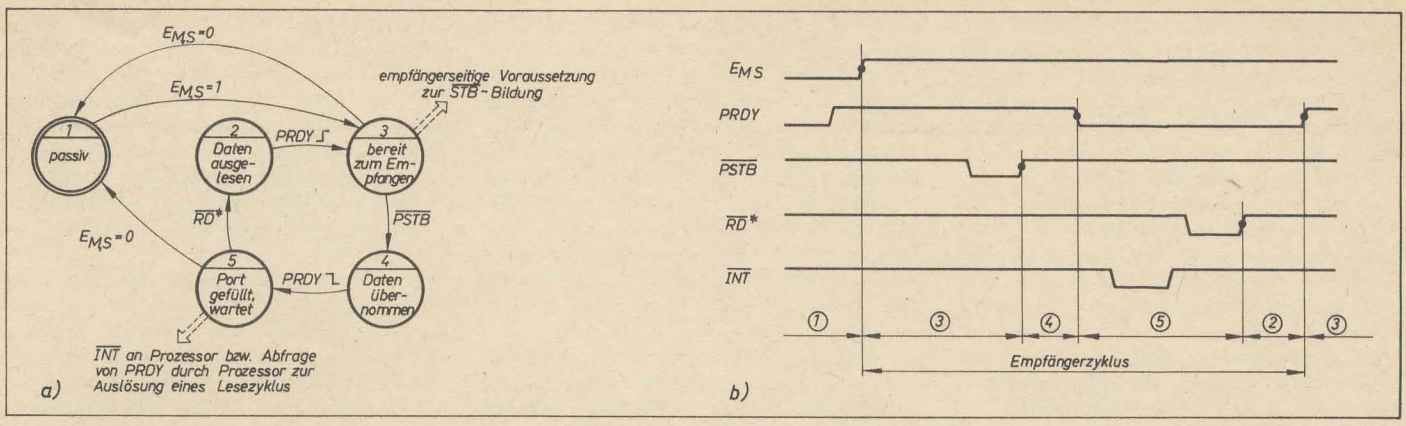


Bild 11: Verhalten eines Empfängerports

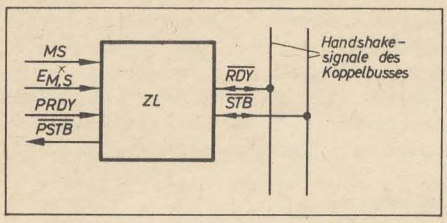


Bild 12: Zusatzlogik für Handshakesignale des Koppelbusses

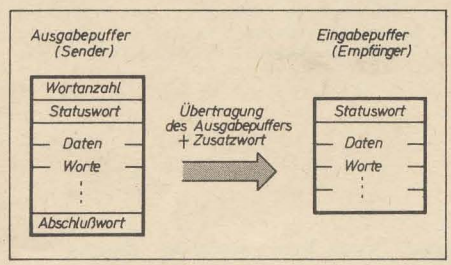


Bild 13: Aufbau und Übertragung der Datenblöcke

Empfänger zu einer Fehlerauswertung ausgenutzt werden.
Die Beendigung des Datenaustauschs kann durch $E_{M,S}=0$ entweder aus dem Zustand 5 heraus (Prozessor setzt $E_{M,S}=0$ und liest anschließend das Datenwort aus) oder aus dem Zustand 3 heraus (Prozessor hat erst das Datenwort gelesen und setzt danach $E_{M,S}=0$) erfolgen.

Zusammenarbeit der Ports über den Koppelbus

Zunächst seien einige Bemerkungen zur Implementierung der Ein- und Ausgabeports eines Busteilnehmers für den Datenaustausch gemacht. Da ein Busteilnehmer zu einer Zeit entweder Sender oder Empfänger sein kann, ist eine parallele Realisierung beider Ports nicht notwendig. Besonders geeignet sind auch hier die zum Mikroprozessorsystem gehörigen LSI-Schaltkreise mit paralleler E-A-Schnittstelle. Ein Port des U 855 z. B. kann zum byteweisen

Tafel 3: Logische Gleichungen für Zusatzlogik (ZL)

	Master	Slave
Sender	$\overline{RDY}$ = MS · E_M · PRDY	$\overline{RDY}$ = $\overline{MS}$ · E_S · PRDY
	PSTB = MS · E_M · PRDY × STB	PSTB = $\overline{MS}$ · E_S · PRDY × STB
Empfänger	B_{STB} = $\overline{MS}$ · E_M · PRDY × $\overline{RDY}$	B_{STB} = MS · E_S · PRDY × $\overline{RDY}$
	PSTB = $\overline{MS}$ · E_M · PRDY × STB	PSTB = MS · E_S · PRDY × STB

Datenaustausch benutzt werden und, falls der Teilnehmer als Sender arbeitet, in den Ausgabemode programmiert werden. Die Logik für die koppelseitigen Handshakesignale ist im Schaltkreis integriert, desgleichen die Interruptlogik. Der Schaltkreis realisiert das Prozessorinterface und ist damit mit minimalem Aufwand an den Prozessorbus anschließbar.
Die Handshakesignale PRDY und $\overline{PSTB}$ des am Datenaustausch beteiligten Senders und Empfängers bilden jeweils über eine Zusatzlogik ZL die Handshakesignale $\overline{RDY}$ und $\overline{STB}$ des Koppelbusses (s. Bild 12). Damit wird erreicht, daß aus der Sicht der am Datenaustausch beteiligten Prozessoren die dazwischengeschalteten Ports einen zweistufigen bidirektionalen FIFO-Puffer bilden. Der Zustand $\overline{RDY}$ aktiv wird vom Sender gebildet. Der Empfänger bildet den $\overline{STB}$-Impuls. Im einzelnen muß die Zusatzlogik die in der Tafel 3 zusammengestellten logischen Gleichungen realisieren. Ist die Bedingung $B_{STB}=1$ realisiert, wird ein $\overline{STB}$-Impuls erzeugt.

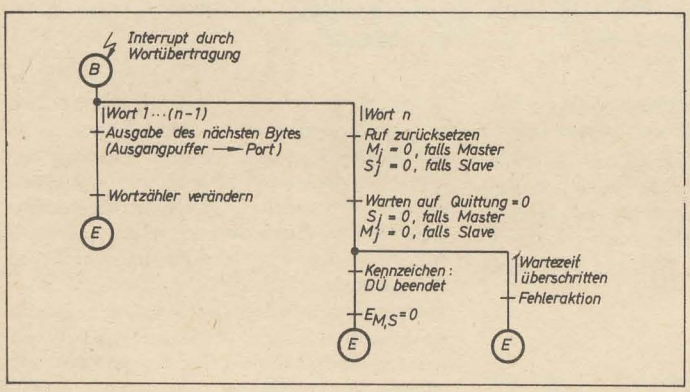


Bild 14: Programmablaufplan „Datenblockausgabe"

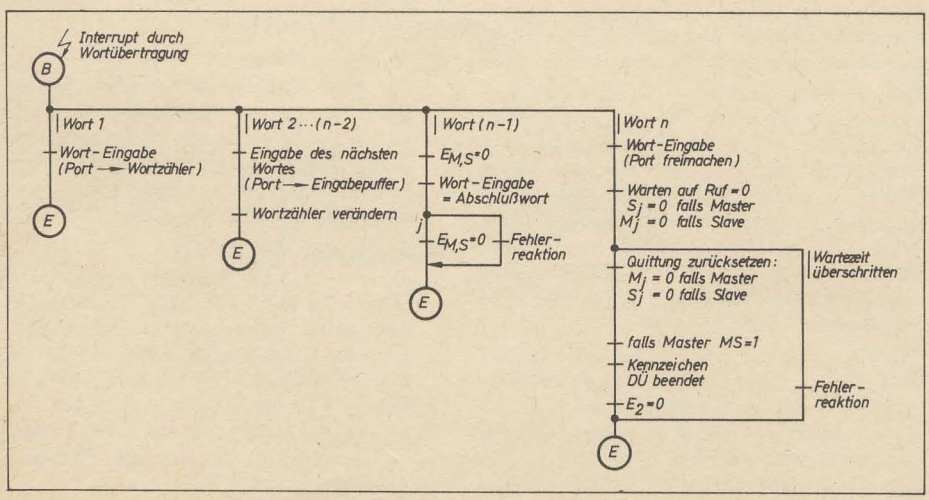


Bild 15: Programmablaufplan „Datenblockeingabe"

Aufbau von Datenblöcken und Blockübertragung

Der Umfang und die Vielfalt der zwischen den gekoppelten Mikrorechnern auszutauschenden Daten erfordern die Übertragung von Datenblöcken, die Kennzeichnung der zu übertragenden Daten und Maßnahmen zur Sicherung der Blockübertragung. Jeder Datenblock besteht aus einem voranstehenden Statuswort zur Kennzeichnung und nachfolgenden Datenworten (s. Bild 13). Im Ausgabepuffer des Senders wird dieser durch ein Wort, in dem die Wortanzahl des Blockes kodiert ist, und ein Abschlußwort mit einer vereinbarten Kodierung ergänzt. Der Empfänger interpretiert das erste übertragene Wort als Wortanzahl und stellt seinen Wortzähler. Er legt Statuswort und

nachfolgende Datenworte in seinen Eingabepuffer ab. Anhand des Abschlußwortes kann er die Richtigkeit der durch Mitzählen selbst ermittelten Wortanzahl und der eingangs vereinbarten überprüfen. Danach überträgt der Sender noch ein Zusatzwort, mit dem er kontrolliert, ob die Prüfung des Abschlußwortes im Empfänger positiv oder negativ ausgefallen ist. Bei positivem Ausgang wird das Zusatzwort vom Empfänger abgenommen. Ist dagegen die Prüfung negativ ausgegangen, schaltet der Empfänger $E_{S,M} = 0$ und nimmt dieses Wort nicht mehr ab. Dadurch erkennt der Sender (bei Überschreiten einer vereinbarten Zeit), daß die Datenübernahme im Empfänger fehlerhaft verlaufen ist.
Die Programmablaufpläne für die Routinen „Datenblockausgabe" und „Datenblockeingabe", die in den Betriebssystemen jeder der gekoppelten Rechner implementiert sein müssen, zeigen die Bilder 14 und 15.

Multimikrorechnerkopplung im System

Die betrachtete Rechnerkopplung wurde auf der Basis des Mikroprozessorsystems U 880 auf den Rechnersteckeinheiten K 2521 des Mikrorechnersystems K 1520 realisiert [2]. Diese Rechner wurden in einer Mehrrechnerkonfiguration, bestehend aus einem Master und zwei Slaves, in einer numerischen Rechnersteuerung angewendet [3].

Bei einer Wortlänge von einem Byte (8 bit) benötigen die gemäß den Programmablaufplänen realisierten Rechnerkoppelprogramme 370 Bytes im Master und 280 Bytes im Slave. Fehlerauswertungen bei der Byteübertragung sowie bei der Kontrolle der Quittungssignale wurden nur im Master realisiert, da die Slaverechner keinen Zugriff zur Systemüberwachung haben. Die Programme für die Auswertung der empfangenen Daten (Statusauswertung) sind in dem genannten Speicherplatzbedarf nicht enthalten.
Die Statusauswertung hat vor Abschluß des Interruptprogramms für das Gesuchsignal zu erfolgen, um zu verhindern, daß vor Auswertung der empfangenen Daten neue in den Eingabepuffer gelangen. Dadurch verbieten sich Aufrufe der Rechnerkopplung im Programm „Statusauswertung", d. h., entsprechende Reaktionsprogramme sind z. B. nach dem Warteschlangenprinzip anzumelden. Bei einfachen Systemen kann das eben dargelegte Problem vermieden werden, indem für jeden möglichen Status ein getrennter Eingabepuffer angelegt wird.
Die für einen Koppelvorgang benötigte Zeit setzt sich aus zwei Anteilen zusammen. Ein konstanter Anteil beinhaltet Auf- und Abbau der Verbindung zwischen den Partnern einschließlich der Übertragung des Wortes „Byteanzahl" und beträgt etwa 250 μs. Für jedes weitere Byte wird eine Zeit von 30 μs benötigt. Bei einer Blocklänge von 75 Bytes wird damit eine Byterate von 30 K Bytes/s erreicht.
Trifft bei einem an der Rechnerkopplung beteiligten Partner ein Interrupt höherer Priorität ein, so wird bei diesem das Rechnerkoppelprogramm für die Zeit der Abarbeitung des höher priorisierten Programms ausgesetzt und danach an der unterbrochenen Stelle fortgesetzt.
Die anwendungsspezifische Programmentwicklung kann losgelöst von der Rechnerkopplung und für die einzelnen Rechner unabhängig erfolgen. Die Schnittstelle zu den Rechnerkoppelprogrammen besteht nur aus den jeweiligen Aufruf- und E-A-Puffer-Adressen.
Die Rechnerkoppelprogramme sind als abgeschlossene Programmkomplexe in Steuerprogrammsysteme implementierbar. Bei der Implementierung sind die Variablen Programmanfangsadressen, Portadressen, RAM-Adressen für Eingabepuffer und 1 Byte Arbeitsspeicher sowie die Verbindung zur Systemfehler-Reaktion zu definieren.

Literatur

[1] Searle, B. C.; Freberg, D. E.: Multiple Processor Systems. Computer (1975) October, S. 22–29
[2] Betriebsdokumentation Mikrorechner K 1520. VEB Robotron-Elektronik Zella-Mehlis
[3] Wollenberg, G.: CNC 600 – ein numerisches Steuerungssystem auf Mikrorechnerbasis. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 11, S. 694–700

ZE-1-Mikrorechnerarbeitsplatz

A. GIENAPP, K. GRAUMANN, D. SCHEDLER, N. STOLL und A. WITT

Mitteilung aus der Sektion Technische Elektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock

In diesem Beitrag wird ein Mikrorechnerarbeitsplatz unter Verwendung der Baugruppen der Zentraleinheit ZE 1 des VEB Robotron-Elektronik Riesa vorgestellt. Die Software, teilweise durch notwendige Hardware unterstützt, wurde so gehalten, daß eine einfache Realisierung möglich ist. Der vorgestellte Arbeitsplatz eignet sich für das Testen von Programmen für Mikrorechner auf Basis der ZVE U 808 D [2].

Dieser Beitrag beinhaltet Ergebnisse und Erfahrungen, die beim Aufbau von Mikrorechnern auf der Basis der ZE 1 des VEB Kombinat Robotron im Rahmen einer Diplomarbeit [1] gesammelt wurden. Da aus der Arbeit des Konsultationsstützpunktes Mikroelektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock bekannt ist, daß in relativ vielen Betrieben der Einsatz der Zentraleinheit ZE 1 geplant ist, soll er diesen Anwendern als Anregung dienen.
Die ZE 1 ist ein preiswerter Mikrorechner der ersten Leistungsgeneration auf Grundlage der IS U 808 D insbesondere für den OEM-Einsatz. Für ihn wird vom Hersteller kein Software-Paket geliefert, wie es bei größeren Systemen üblich ist.
Vorteilhaft ist die Anwendung des vom Hersteller lieferbaren Gefäßes, eines ESER-Viertel-Paneels und der Rückverdrahtungsleiterplatte. Der somit verfügbare Mikrorechner mit einer Speicherkapazität von 4 K Byte ROM und 1 K Byte RAM ist für viele kleine und mittlere Anwendungen ausreichend.
An dieser Stelle soll nur auf eine Variante eingegangen werden, die als Mikrorechnerarbeitsplatz eingesetzt wird. Dieser gestattet es auch Anfängern auf dem Gebiet der Mikrorechentechnik, mit einfachen Mitteln Programme für die ZE 1 und für andere auf der ZVE U 808 D basierende Mikrorechner mit entsprechender Speicher- und E-A-Struktur zu testen und zu bearbeiten [2].

Die Schaltungskonzeption wurde so gestaltet, daß der Anwender trotz der implementierten Betriebssoftware auf diesem Arbeitsplatz Programme beginnend mit der Startadresse 0000_H und der Nutzung aller RST-Adressen testen kann.

Hardware

Vom VEB Kombinat Robotron werden alle im Bild 1 stark umrandet eingezeichneten Baugruppen für die ZE 1 geliefert. Nähere Angaben zu ihrem Aufbau und ihrer Funktionsweise sind [3] [4] zu entnehmen.

Die Speicheranordnung erfolgte entsprechend den geplanten Einsatzbedingungen für einen Mikrorechnerarbeitsplatz. Im Bild 2 wird die Aufteilung des Speicherbereiches des hier beschriebenen Mikrorechners mit der anderer Konfigurationen verglichen. 5 K Byte RAMs stehen dem Anwender zur Verfügung. Für das Betriebssystem wurden 4 K Byte ROM und 1/2 K Byte RAM vorgesehen.

Mit Hilfe der hier zum Einsatz gelangenden DSK-Baugruppen ist eine Datenübertragung zwischen dem Speicher der ZE 1 und einem peripheren Gerät mit einer Übertragungsrate von maximal 50 K Byte/s möglich. Es besteht prinzipiell die Möglichkeit des Zugriffs zu allen 16 K Byte des adressierbaren Speicherbereichs. Dabei kann der Speicher sowohl gelesen als auch beschrieben werden. Der DSK ermöglicht ein externes Abspeichern größerer Datenmengen, so z. B. durch den schnellen Zugriff zu nur zeitweilig am Arbeitsplatz benötigten Betriebssystemanteilen.

Um einen arbeitsfähigen Mikrorechner entsprechend den o. g. Anforderungen zu erhalten, wurden die im Bild 1 gestrichelt umrandet eingezeichneten Baugruppen aufgebaut. Im einzelnen handelt es sich um folgende Funktionsblöcke:

- Eingabemultiplexer
  Für acht Eingabetore wurde ein mit NAND-Gattern mit offenem Kollektor (D 103 D) aufgebauter Multiplexer realisiert, der die acht Datenleitungen des jeweils adressierten Tores zum Eingangsbus der ZE 1 durchschaltet.
- Ausgabekanalpufferung
  Für den Anschluß von langsamen peripheren Geräten (LBL, LBS, Drucker) und der unten beschriebenen Interfacegestaltung wurden acht Ausgabetore mit Flip-Flops K 155 TM 7 gepuffert. Wird einem eingepufferten Ausgabetor ein Eingabetor zugeordnet, so können diese als externes Register für den Prozessor genutzt werden.

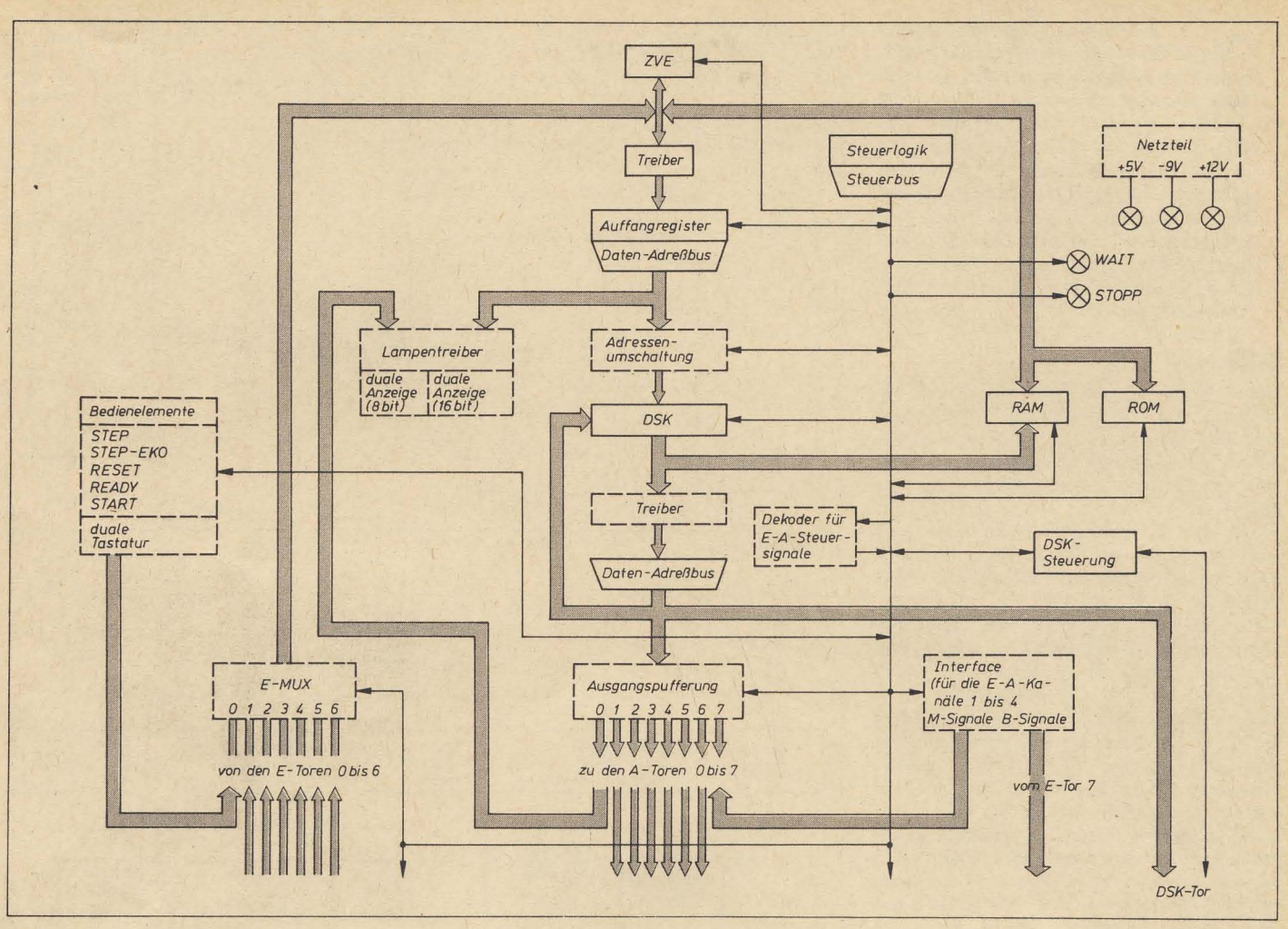


Bild 1: Baugruppen der ZE 1

- E-A-Steuerlogik
  Durch logische Verknüpfung der von der ZE 1 gelieferten Signale werden die erforderlichen Signale für das Durchschalten der Eingabetore oder das Laden der Ausgabepuffer gewonnen.
- Interface
  Ein gepuffertes Eingabetor und ein gepuffertes Ausgabetor werden für die Realisierung eines softwaregestützten Interface für je vier Eingabe- und Ausgabetore genutzt. Durch geeignete Unterprogramme können unterschiedliche Zweidrahthandshake-Interfaces organisiert werden. Softwaregestützte Interfaces haben bei geeigneter Programmgestaltung auch die Möglichkeit der Erkennung von Fehlern peripherer Geräte im Interface-Ablauf.
- Stromversorgung
  Der Netzteil stellt die Versorgungsspannungen (+5 V, −9 V, +12 V) zur Verfügung. Die Spannungen +5 V und −9 V werden mit Längsreglern mit Überlastungsschutz stabilisiert. Überspannungssicherungen schützen die versorgten Baugruppen zuverlässig bei Ausfall der Regler.
- Bedien- und Anzeigeelemente
  Der Rechner wurde mit folgenden Baugruppen bzw. Elementen zur Kommunikation mit dem Bediener ausgestattet:
  - duale Tastatur (Eingabetor 0)
  - STEP-Schalter (ermöglicht die Programmabarbeitung im Einzelzyklusbetrieb)
  - STEP-EKO-Schalter (bei Aufruf der Dualtastatur wird der WAIT-Zustand eingenommen)
  - RESET-Taste (ermöglicht die Rückkehr in den Monitor zu jedem beliebigen Zeitpunkt)
  - START-Taste (Taste zum Programmstart aus dem STOP-Zustand)
  - READY-Taste
  - Anzeige der Auffangsregisterinhalte (Adressen, Zykluskodierung)

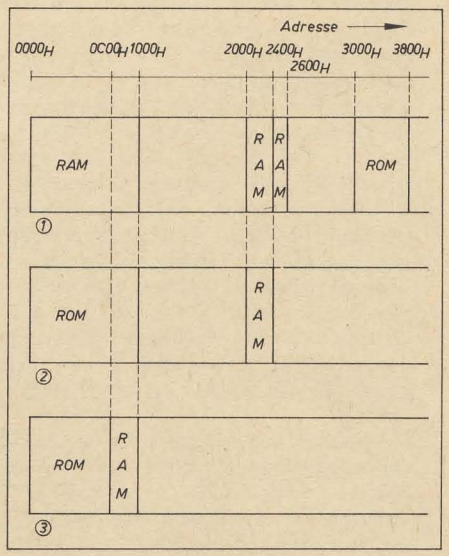


Bild 2: Speicherbereiche verschiedener Mikrorechner

  - duale Anzeige eines Ausgabekanals (dient bei der Arbeit mit dem Monitor der Anzeige des Arbeitszustandes, liefert Hilfsinformationen und zeigt vom Mikrorechner erkannte Bedienfehler oder Anschlußfehler externer Geräte an).
- Adressenumschaltung
  Nach Einschalten des Rechners oder nach Betätigen der RESET-Taste enthält der Befehlszähler des Prozessors die Adresse 0000_H. Mit dieser Adresse muß deshalb der Monitor gestartet werden. Für den Anwender ist es wünschenswert, Programme testen zu können, die ebenfalls mit der Startadresse 0000_H beginnen, insbesondere auch deshalb, weil im unteren Adreßbereich die wichtigen Restart-Adressen liegen. Bei größeren Systemen werden dazu z. B. zwei parallelliegende Speicher genutzt, zwischen denen entsprechend umgeschaltet wird. In diesem Fall konnte wegen des nicht beabsichtigten maximalen Speicherausbaus eine andere Möglichkeit gewählt werden.
  Ein Vergleich der Adressen 0000_H und 3000_H ergibt, daß die beiden höchstwertigen Adreßbits zueinander negiert sind. Ein Umschalten zwischen dem Speicherblock 0000_H bis 0FFF und 3000 bis 3FFF kann also durch Negation dieser beiden Adreßbits erfolgen. Dabei muß beachtet werden, daß das höchstwertige Adreßsignal bei der ZE 1 getaktet wird. Die ZE-1-Baugruppen liefern zu den drei höchstwertigen Adreß-

signalen auch die negierten Adreßsignale. Es wurde ein einfacher Multiplexer nach Bild 3 aufgebaut. Je nach Zustand des Flip-Flops führen die Adreßleitungen H- oder L-Signal. Das Flip-Flop wird durch das zentrale Löschsignal nach dem Einschalten des Mikrorechners oder durch Betätigung der RESET-Taste zurückgesetzt. Wird ein Ausgabebefehl OUT 8 ausgeführt, wird das Flip-Flop gesetzt. Diese recht einfache Schaltung bedarf einer Software-Unterstützung.

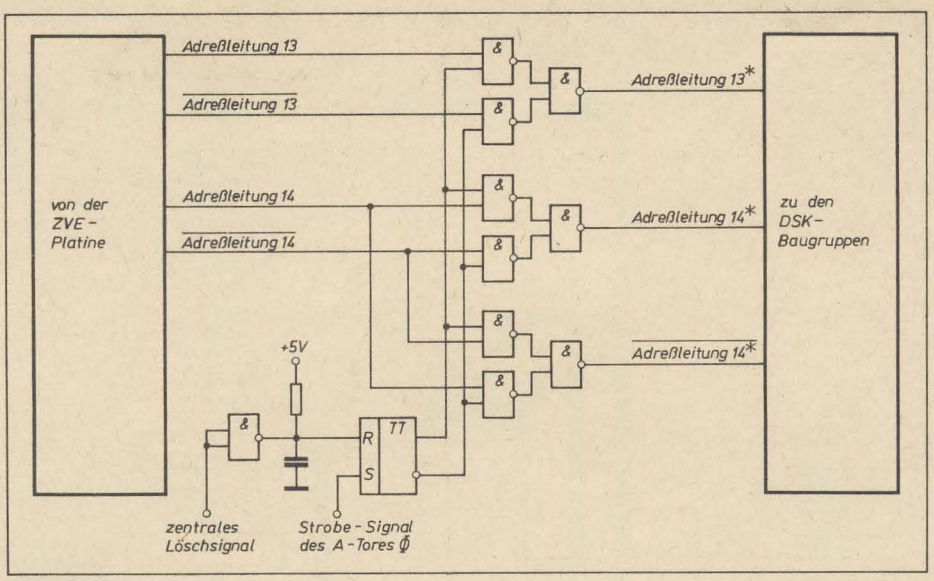


Bild 3: Multiplexer

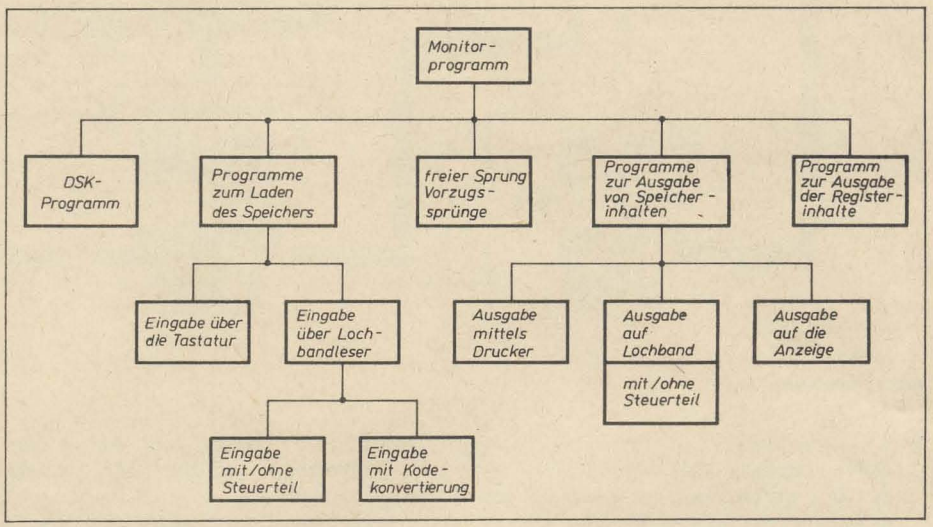


Bild 4: Monitor des ZE-1-Arbeitsplatzes

Software

Vor dem eigentlichen Start des für die Bedienung des Mikrorechners notwendigen Monitors erfolgt der programmtechnische Anteil der Adressenumschaltung in Form des in der Tafel dargestellten Startprogramms.

Nach dem Einschalten des Rechners bzw. nach Betätigen der RESET-Taste wird das Flip-Flop zurückgesetzt. Durch das Tauschen der Adreßleitungen wird das Initialisierungsprogramm gelesen, das zuerst den Inhalt des Speicherplatzes $000B_H$ rettet und dort den Befehl OUT 8 einschreibt. Dann wird der Stand des Befehlszählers durch einen Sprungbefehl auf die Adresse $300B_H$ gebracht. Da noch der getauschte Zustand vorliegt, wird der OUT-8-Befehl gelesen und durch seine Ausführung das Flip-Flop gesetzt. Jetzt ist die richtige Adressenzuordnung erreicht worden. Der gerettete Originalinhalt des Speicherplatzes $000B_H$ wird wieder eingeschrieben. Anschließend kann mit der Bearbeitung des Monitorprogrammes begonnen werden.

Bild 4 gestattet einen Überblick über den Monitor für diesen Mikrorechnerarbeitsplatz. Der Monitor entstand unter besonderer Berücksichtigung einer einfachen Bedienbarkeit und unter Beachtung der bei der ZE 1 doch gegenüber größeren Systemen beschränkten Möglichkeiten.

- Eingabeprogramme
  Eine einfache und zweckmäßige Möglichkeit der Eingabe von Programmen ist die Eingabe mit dem Lochbandleser. Hierfür wurden zwei Möglichkeiten vorgesehen, zum einen die Eingabe eines auf einem Datenerfassungsgerät hergestellten Quellochbandes einschließlich entsprechender Kodekonvertierung und zum anderen die Eingabe von bereits getesteten Programmanteilen blockweise im Maschinenkode mit entsprechendem Steuerkopf. Die Korrektur des Inhaltes einzelner Speicherzellen kann über die duale Tastatur erfolgen.

Startprogramm zur Adressenumschaltung

Adresse	Befehl	
3000_H	MOV A,A	
3001_H	MVI L	
3002_H	OB	
3003_H	MVI H	
3004_H	30	
3005_H	MVO B,M	
3006_H	MVI A	
3007_H	51	(≙ OUT 8)
3008_H	MOV M,A	
3009_H	JMP	
$300A_H$	OB	
$300B_H$	30	
$300C_H$	MVI H	
$300D_H$	00	
$300E_H$	MOV M,B	
.	.	
.	.	
.	.	
Monitor		

- Ausgabeprogramme
  Bei der Testung der Programme oder nach erfolgreicher Testung müssen die Programme in geeigneter Form ausgegeben werden können. Die Ausgabe mit dem Lochbandstanzer erfolgt im paritätsgeprüften Halbbyte-Maschinenkode mit Steuerkopf, der die absolute Adresse enthält. Die Ausgabe auf Lochband kann auch ohne Steuerkopf erfolgen.
  Zur Dokumentation von Speicherinhalten oder von Programmstücken kann die Ausgabe auch auf einem Drucker erfolgen bzw. byteweise auf der Anzeige vorgenommen werden. Des weiteren enthält der Monitor Programmanteile, mit denen Sprünge zu Vorzugsadressen oder beliebigen Adressen ausgeführt werden können.
  Bestandteil des Monitors ist ebenfalls die Software zur Nutzung des direkten Speicherkanals (DSK). Ein weiteres Unterprogramm ermöglicht die Ausgabe der Registerinhalte der ZVE.
  Besonderer Wert wurde auf die Erkennung von Fehlern, insbesondere von Bedienfehlern, gelegt. Die Fehleranzeige erfolgt durch die Lampenreihe. Unter anderen werden folgende Fehler erkannt und ausgewertet:
  - Paritätsfehler des eingelesenen Lochstreifens
  - Fehler bei der Angabe des Adreßbereiches
  - Fehler bei der Angabe von Eingabe- oder Ausgabekanälen
  - Fehler peripherer Geräte.

Trotz der bewußten Abgrenzung zu komfortableren Mikrorechnerarbeitsplätzen oder Entwicklungssystemen zeigen die bisherigen Erfahrungen, daß sich auf diesem Arbeitsplatz speziell durch die Möglichkeit der richtigen Adressierung des Anwenderprogramms einfach und zweckmäßig Programme speziell für ZE-1-Anwendungen testen lassen.

Literatur

[1] Schedler, D.; Stoll, N.; Witt, A.: Aufbau von Mikrorechnern mit der Zentraleinheit ZE 1. Diplomarbeit 1979 an der Sektion Technische Elektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock

[2] Wengel, N.: Einplatinenrechner mit U 808 D. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 9, S. 554 bis 557

[3] Betriebsdokumentation ZE 1. VEB Robotron-Elektronik Riesa 1978

[4] Lorenz, V.: Mikrorechner robotron ZE 1. Neue Technik im Büro (1978) H. 6, S. 170 und 171

Weltfunkverwaltungskonferenz 1979

HERBERT GÖTZE und WOLFRAM BEURICH

Mitteilung aus dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen

In der Zeit vom 24. September bis 6. Dezember 1979 fand die Weltfunkverwaltungskonferenz des internationalen Fernmeldevereins (WARC '79) in Genf statt. Unser Beitrag berichtet über die Aufgaben und die Ergebnisse dieser Konferenz.

Die WARC'79 war die bisher zahlenmäßig größte und zugleich auch die bedeutendste Weltverwaltungskonferenz, die vom Internationalen Fernmeldeverein organisiert wurde. Über 2 000 Delegierte aus 142 Mitgliedsländern des Internationalen Fernmeldevereins sowie Vertreter von 30 internationalen Organisationen nahmen an ihr teil. Die Delegation der Deutschen Demokratischen Republik wurde vom Vorsitzenden der Staatlichen Frequenzkommission der DDR und Staatssekretär im Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, Dr. Manfred Calov, geleitet.

Ziel und Aufgaben der Konferenz

Ziel der WARC'79 war es, die auf der Weltfunkverwaltungskonferenz 1959 angenommene Vollzugsordnung für den Funkdienst und die Zusatzvollzugsordnung umfassend zu überarbeiten. Die Überarbeitung wurde vor allem notwendig, weil

- die Vollzugsordnung nicht mehr dem Stand der technischen und technologischen Entwicklung sowie den Erfordernissen der verschiedensten Funkdienste entsprach und
- die in den letzten Jahren beschlossenen Veränderungen der Spezialverwaltungskonferenzen für die einzelnen Funkdienste (Weltraum-, See-, Flugfunk- und Rundfunkkonferenzen) aufzunehmen waren.

Der wissenschaftlich-technische Fortschritt in den letzten 20 Jahren, vor allem auf den Gebieten der

- Technik für die Weltraumfunkdienste
- Nutzung der Frequenzen im Gigahertz-Bereich
- Mikroelektronik
- optische Übertragungstechnik
- Nutzung der Computertechnik

hat sowohl zur Einführung neuer Funkdienste als auch zu einer veränderten Nutzung des Frequenzspektrums durch die verschiedenen Dienste geführt.
Ferner ist zu berücksichtigen, daß die Übertragungsmöglichkeiten des Funkwesens allgemein schneller genutzt und in Betrieb genommen werden können als andere Übertragungsmittel. Es war also notwendig, die Bestimmungen und Regelungen zu prüfen und zu überarbeiten, und zwar auf den Gebieten der

- Terminologie, technischen Parameter sowie der Zuweisung von Frequenzbereichen
- Koordinierung, Anmeldung und Registrierung von Frequenzen
- Revision von Artikeln, die mehrere Dienste betreffen.

Damit war auch die redaktionelle Überarbeitung aller übrigen Bestimmungen verbunden.
Zur Vorbereitung der Konferenz lagen den Mitgliedsländern des Internationalen Fernmeldevereins über 14 000 Vorschläge zur Änderung, Ergänzung und Streichung von Bestimmungen der Vollzugsordnung für den Funkdienst vor. Der Generalsekretär des Internationalen Fernmeldevereins gab zur Erleichterung der Arbeit zu Beginn der Konferenz eine umfassend geordnete Dokumentation der eingereichten Vorschläge heraus. Später wurden weitere 680 Konferenzdokumente veröffentlicht.
Alle diese Unterlagen bildeten die Grundlage für die Beratungen in den Kommissionen und mündeten schließlich in der etwa 1 200 Seiten umfassenden Abschlußakte der WARC'79, die als revidierte Vollzugsordnung für den Funkdienst mit einer großen Anzahl von Resolutionen und Empfehlungen international zu beachtende Festlegungen für die Funkdienste und die Frequenznutzung enthält.
Zur Bewältigung der Arbeit waren 894 Tagungen von Kommissionen und Unterkommissionen sowie Plenartagungen notwendig.

Ergebnisse der Weltfunkverwaltungskonferenz

Das Hauptergebnis der Weltfunkverwaltungskonferenz 1979 ist die Annahme der überarbeiteten neuen „Vollzugsordnung für den Funkdienst", die den neuen Erfordernissen der verschiedensten Funkdienste und der technischen und technologischen Entwicklung auf dem Gebiet des Funkwesens gerecht wird. Sie wird am 1. Januar 1982 als Bestandteil des Internationalen Fernmeldevertrages in Kraft treten und für die nächsten zwei Jahrzehnte gültig sein.
Die neue Vollzugsordnung für den Funkdienst enthält die 13 nachfolgend aufgezählten Kapitel, die in 69 Artikel untergliedert sind, sowie 44 Anhänge, 87 Resolutionen und 90 Empfehlungen:

- Begriffe und Definitionen
- Technische Bestimmungen
- Frequenzen
- Koordinierung, Anmeldung und Registrierung von Frequenzen. Internationaler Frequenzregistrierungsausschuß
- Maßnahmen gegen Störungen. Tests
- Allgemeine Bestimmungen für Funkstellen
- Dienstdokumente
- Bestimmungen, die Gruppen von Diensten, spezielle Dienste bzw. Funkstellen betreffen
- Not- und Sicherheitsverbindungen
- Beweglicher Flugfunkdienst
- Beweglicher Seefunk- und Seefunksatellitendienst
- Beweglicher Landfunkdienst
- Inkrafttreten der Vollzugsordnung für den Funkdienst.

Die Überarbeitung der Frequenzzuweisungstabelle für die verschiedenen Funkdienste im Frequenzbereich 9 kHz...400 GHz stand im Mittelpunkt der Konferenz.
Hier einige ausgewählte Beispiele zur Verdeutlichung der Veränderungen in der Frequenzzuweisungstabelle:

- Im Frequenzbereich 9...27 500 kHz wurde der Zeitzeichenfunkdienst in allen Bändern zugefügt, die dem Standardfrequenzdienst exklusiv zugewiesen sind.
- Für den Langwellenrundfunk wurden die Bandgrenzen von 150...285 kHz auf 148,5 bis 283,5 kHz geändert, um die Trägerfrequenzen aller Langwellenrundfunksender auf das Vielfache der Kanalbreite von 9 kHz umstellen zu können. (Die Änderungen erfolgen in einem Zeitraum von vier Jahren, beginnend 1986.)
- Dem beweglichen Seefunkdienst wurden in der Region 1 weitere Bereiche oberhalb 1 606,5 kHz zugeteilt. Damit wurde die Möglichkeit geschaffen, die Bänder 1 605,5...1 625 kHz, 1 635...1 800 kHz und 2 045...2 160 kHz auf einer der nächsten Konferenzen zu planen (Aufteilung in Kanäle und deren Zuteilung).
- Beim festen Funkdienst im Kurzwellenbereich (4,0...27,5 MHz) wurden verschiedene Änderungen erforderlich. Bis 10 MHz wurden nur wenige Änderungen für Frequenzzuweisungen vorgenommen, da eine Reihe von Ländern solche Kurzwellenverbindungen für nationale Belange benötigt. Über 10 MHz wurde der feste Funkdienst zugunsten des beweglichen Seefunkdienstes und des Kurzwellenrundfunkdienstes eingeschränkt.
- Die von der Funkverwaltungskonferenz für den beweglichen Flugfunkdienst (Route) (WARC'78) empfohlene exklusive Zuweisung des Frequenzbandes 21 924 bis 22 000 kHz für den beweglichen Flugfunkdienst (Route) wurde bestätigt.
- Die bisherige primäre Frequenzzuweisung für den Rundfunk im Frequenzbereich 41 bis 47 MHz wurde zugunsten des festen und beweglichen Funkdienstes aufgehoben.
- Der bisher dem Rundfunk in Europa und Afrika zugewiesene Frequenzbereich von 87,5...100 MHz wurde auf 108 MHz erweitert. Entsprechend einer Fußnote wird jedoch in der DDR der Frequenzbereich 104...108 MHz nicht für den UKW-Rundfunk benutzt.

Bezüglich des Verfahrens für Koordinierung, Anmeldung und Registrierung wurde der bisherige Artikel 9 wesentlich ergänzt.
Dieser Artikel hat die Anmeldung von Frequenzzuteilungen an Funkstellen für terrestrische Funkdienste und die Eintragung dieser Zuteilung in das internationale Hauptfrequenzregister zum Inhalt.
Auf Grund der Tatsache, daß eine Reihe von Mitgliedsländern des Internationalen Fernmeldevereins in ihren Vorschlägen die Bestätigung der seit 1959 vom Generalsekretär provisorisch zugewiesenen Rufzeichenreihen zur Kennzeichnung von Funkstellen zum Inhalt hatte, behandelte die WARC den Artikel „Kennzeichnung von Funkstellen" und seine zugehörigen Anhänge. Die Konferenz bestätigte die Ruf-

zeichenreihen Y2A bis Y9Z für die Kennzeichnung der Funkstellen der Deutschen Demokratischen Republik.
Die Konferenz billigte zugleich Resolutionen und Empfehlungen, die eine bessere Ausnutzung der bisher zugewiesenen Rufzeichenreihen, die Einführung der automatischen Kennzeichnung von Funkstellen sowie die Ausarbeitung der Neuformierung von Rufzeichen zum Inhalt haben.
Durch die Gesamtüberarbeitung der Vollzugsordnung wurde die Möglichkeit geschaffen, sie übersichtlicher zu gestalten und zu vereinfachen sowie Vereinheitlichungen einzuführen. Dazu gehört auch die Einarbeitung der Zusatzvollzugsordnung in die allgemeinen Bestimmungen der Vollzugsordnung für den Funkdienst. Mit dem Inkrafttreten der neuen Vollzugsordnung für den Funkdienst wird die bis dahin gültige Zusatzvollzugsordnung entfallen.
Die Schlußakte der Weltfunkverwaltungskonferenz für Satellitenrundfunk (1977) wurde als Anhang komplett in die Vollzugsordnung für den Funkdienst aufgenommen.
Die WARC'79 nahm eine Reihe von Resolutionen und Empfehlungen an, die die internationale technische Zusammenarbeit sowie die Unterstützung der Entwicklungsländer zum Inhalt haben. Sie schlägt zugleich der voraussichtlich 1982 stattfindenden Regierungs-Bevollmächtigtenkonferenz des Internationalen Fernmeldevereins ein Programm für künftige Konferenzen zur Bestätigung vor.
Die Schlußakte enthält ferner eine Vielzahl von Resolutionen und Empfehlungen zur Umsetzung der Bestimmungen in die Praxis bzw. zur Einleitung von Untersuchungen.

Diagnosegüte

Qualitätskriterium bei der Fehlerlokalisation

Dipl.-Ing. DIETMAR WOHLBEREDT

Durch den Einsatz der Mikrorechentechnik in der Prüftechnologie gewinnen die Methoden der Fehlerdiagnose, wie sie z. B. in [1] [2] veröffentlicht wurden, zunehmend an Bedeutung. Für den Vergleich der verschiedenen Methoden soll im folgenden Beitrag die Diagnosegüte als Qualitätskriterium allgemeingültig definiert werden.

Reale und imaginäre Fehler

Für einen Defekt in einer Schaltung, Baugruppe, einem Gerät usw. ist eine bestimmte Anzahl von Fehlern (f_v) verantwortlich. Als Fehler werden Kurzschlüsse, Unterbrechungen, Parameterabweichungen der Bauelemente usw. angesehen. Diese tatsächlich vorhandenen Fehler werden hier als reale Fehler bezeichnet.
Nach der Durchführung der Fehlerlokalisation werden durch eine dem jeweiligen Verfahren entsprechende Fehlerausgabe die Fehler angezeigt, die den Lokalisationsbedingungen, wie z. B. durch Parameter- oder Komponentenprüfung festgelegten Meßreihen, entsprechen.
In dieser Anzahl der insgesamt angezeigten Fehler f_a kann außer einer gewissen Anzahl realer Fehler f_r auch eine unbestimmte Anzahl nicht in der jeweiligen Schaltung enthaltener, aber möglicher Fehler f_i enthalten sein. Diese Fehler werden als Scheinfehler oder imaginäre Fehler bezeichnet.
Ein Beispiel soll die Fehlerarten näher erläutern. In einer Schaltung sind unter anderem die Widerstände R_1 bis R_{12} und die Kondensatoren C_1 bis C_5 vorhanden. Folgende Fehler sollen in der Schaltung enthalten sein:

a) R_1 zu klein
b) R_4 zu klein
c) R_5 zu groß
d) C_1 kurzgeschlossen.

Angezeigt werden:

e) R_1 zu klein
f) R_7 zu groß
g) R_{11} zu groß
h) C_1 kurzgeschlossen
i) C_4 kurzgeschlossen.

Reale Fehler: a, b, c und d

$$f_v = 4$$

insgesamt angezeigte Fehler: e, f, g, h, und i

$$f_a = 5$$

angezeigte reale Fehler: e und h

$$f_r = 2$$

imaginäre Fehler: f, g und i

$$f_i = 3$$

Definition der Diagnosegüte

Das Verhältnis zwischen der Anzahl der angezeigten realen Fehler f_r und der Anzahl aller realen Fehler f_v kennzeichnet ein Qualitätsmerkmal des jeweiligen Lokalisierungsverfahrens:

$$Q_1 = \frac{f_r}{f_v} \qquad (1)$$

Die höchste Qualität $Q_{1\,max}$ wird dann erreicht, wenn alle realen Fehler angezeigt werden. Dann gilt:

$$f_r = f_v \qquad (2)$$

und somit

$$Q_{1\,max} = 1 \qquad (3)$$

Ein zweites Qualitätsmerkmal wird durch die Anzahl der imaginären Fehler bestimmt und durch das Verhältnis der Anzahl der angezeigten realen Fehler f_r zur Anzahl der insgesamt angezeigten Fehler f_a ausgedrückt:

$$Q_2 = \frac{f_r}{f_a} \qquad (4)$$

Dabei gilt:

$$f_a = f_r + f_i \qquad (5)$$

Somit ergibt sich für $f_i = 0$ der maximale Wert $Q_{2\,max} = 1$.
Die Diagnosegüte D wird aus dem Produkt der zwei genannten Verhältnisse gebildet. Es gilt

$$D = Q_1 Q_2 \qquad (6)$$

Durch Einsetzen der Gln. (1) und (4) in Gl. (6) entsteht die endgültige Definition

$$D = \frac{f_r^2}{f_v f_a} \qquad (7)$$

Die Diagnosegüte D ist das Verhältnis aus angezeigten realen Fehlern zum Quadrat und dem Produkt der Anzahl aller realen Fehler mit der Anzahl der insgesamt angezeigten Fehler. Wenn das genannte Beispiel weitergeführt wird, ergeben die Werte eine Diagnosegüte von

$$D = \frac{4}{4 \cdot 5} = 0{,}2$$

Eine Möglichkeit der grafischen Darstellung der Diagnosegüte ist das im Bild dargestellte Diagramm. Darin bildet f_r den Parameter, so daß für jedes f_v eine Kurvenschar entsteht.

Diagnosegüte für Einzelfehler

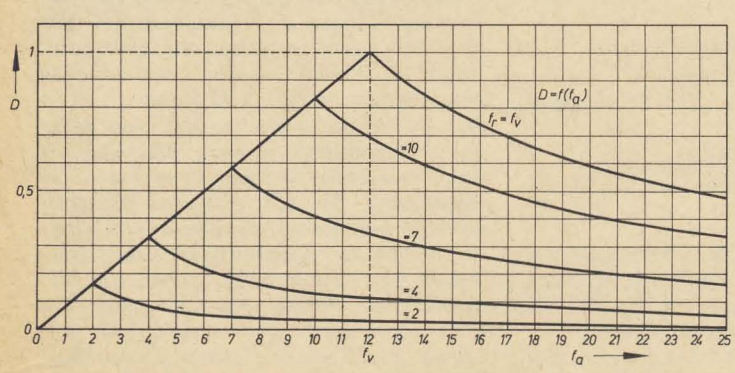
Wenn in der Schaltung nur ein realer Fehler vorhanden ist, wird von dem Vorhandensein eines Einzelfehlers [1] gesprochen. Da nur dieser eine Fehler als realer Fehler angezeigt werden kann, gilt:

$$f_r = f_v$$

Gl. (7) vereinfacht sich dann zu

$$D = \frac{f_v}{f_a} \qquad (8)$$

Da dieser Ausdruck identisch mit der in [1] angegebenen Definition der Diagnosegüte ist, wurde nachgewiesen, daß die in [1] angegebene Definition nur für Einzelfehler gilt.



Diagnosediagramm $D = f(f_a)$ für $f_v = 12$

Literatur

[1] Drüe, K.-H.; Fredrich, W.; Kob, F.: Fehlerlokalisierung an analogen Schaltungen. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 11, S. 727–729
[2] Fredrich, W.; Kob, F.; Drüe, K.-H.: Rechner- und automatengestützte Fehlerlokalisierung an analogen Schaltungen. Vortrag zum 23. IWK der TH Ilmenau 1978

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Im realen Schaltregler wird die Drossel mit einer möglichst hohen Induktivität verwirklicht. Die obere Grenze ist ohnehin durch Kernabmessungen und Windungszahlen bei vorgegebenem Drosselstrom festgelegt. Es muß auch dafür gesorgt werden, daß die Drossel beim maximalen Laststrom nicht in die Sättigung gelangt. Sättigung bedeutet einen starken Abfall der relativen Permeabilität bzw. der Induktivität. Im Normalfall setzt durch die damit verbundene Änderung der Zeitkonstanten die Regelung aus. Das Tastverhältnis wird 0 oder 1. Abhilfe schafft die Verwendung von Drosseln mit Kernluftspalt. Der Luftspalt linearisiert die Permeabilität über einen größeren mittleren Bereich der magnetischen Feldstärke.

Aus diesen Betrachtungen ergibt sich, daß die Auslegung der Drossel ein entscheidendes Kriterium für die exakte Arbeitsweise und den Wirkungsgrad geschalteter Regler ist. Es ist aber auch erkennbar, daß es sich um ein Optimierungsproblem handelt und daß die Berechnungen allein nicht immer zum Ziel führen. Im allgemeinen kann folgende Ungleichung zur Grobdimensionierung der Drosselinduktivität benutzt werden

$$\frac{U_a t_R}{\Delta I_{a\,max}} \left(\frac{v_{T\,max}}{v_{T\,min}} - 1 \right) \geqq L \geqq \frac{U_a T}{2 I_{a\,max}} (1 - v_{T\,min})$$

$\Delta I_{a\,max}$ = gesamte Änderung des Laststromes, hervorgerufen durch einen Lastsprung

t_R = Zeit, in der sich der Strom nach einem Lastsprung auf den neuen Wert einstellt

Weitergehende Berechnungen sind z. B. in [22] [23] enthalten.

In der Praxis sind meist mehr oder weniger aufwendige Versuchsreihen zur optimalen Bestimmung von U_e, L und C_2 erforderlich. Auch muß die Auswahl der Freilaufdiode und des Schalttransistors gut überlegt werden.

Als Kernmaterial für die Drossel wird auf Grund des Frequenzbereiches Ferrit eingesetzt. Zu diesen Kernen, es kommen große Schalenkerne oder EE- bzw. UI-Schnitte in Frage, können die Berechnungsunterlagen den Datenblättern entnommen werden. Kühlkörper weisen bei geschalteten Reglern nur sehr kleine Abmessungen auf, da die Verlustleistung gegenüber stetig geregelten Reglern viel geringer wird (vgl. Abschn. 1.3.2.).

10.2. Ansteuerschaltungen

Gegenwärtig sind diskrete Ansteuerschaltungen nicht mehr üblich. Sehr gut geeignet ist die schon behandelte IS MAA 723. Wie in den Realisierungsbeispielen gezeigt wird, können auch integrierte Festspannungsregler eingesetzt werden. Inzwischen sind eine Reihe von Spezialschaltkreisen zur Ansteuerung von geschalteten Reglern bekannt geworden.

Von einigen Herstellern werden bereits IS gefertigt, die den Schalttransistor und die Freilaufdiode enthalten (Hybridtechnik). In der Tafel 14 sind einige Ansteuerschaltkreise mit ihren wichigsten Daten zusammengestellt worden.

10.3. Realisierungsvarianten

Eine Auswahl für den Einsatz als Freilaufdioden geeigneter Typen ist in Tafel 15 enthalten. Mit t_{rr} wird die Sperrerholzeit bezeichnet. Der Ausgangskondensator C_2 sollte ein Elektrolytkondensator in axial kontaktierter Ausführung (z. B. TGL 7198) höherer Betriebsspannung (80 V) sein, um die Verluste möglichst klein zu halten. Tantalelektrolytkondensatoren sind auf Grund der Einschränkungen hinsichtlich des Ladestromes für Netzteile aller Art nicht geeignet. Außerdem würden auch ökonomische Gründe gegen den Einsatz sprechen.

Bild 81 zeigt das Prinzip eines Schaltreglers unter Verwendung der IS MAA 723. Falls die Eingangsspannung die maximale Betriebsspannung der IS übersteigt (40 V), muß

Tafel 14: Technische Daten integrierter Schaltregler

Typ	Hersteller	I_a in A	U_a in V	Besonderheiten
K 142 ЕП 1	UdSSR	0,2	+3...+30	
SH 1605	Fairchild	5	+3...+30	mit Freilaufdiode
TDA 2640	Valvo	0,02	12	50 Hz...150 kHz
TDA 1060	Valvo	0,04	12	50 Hz...100 kHz

Tafel 15: Freilaufdioden

Typ	U_R in V	I_F in A	U_F in V	t_{rr} in ns	Hersteller
КД 204 А	400	0,4	1,4	500	UdSSR
КД 204 Б	200	0,6	1,4	500	UdSSR
КД 204 В	50	1	1,4	500	UdSSR
КД 212 А	200	1	1	300	UdSSR
КД 213 А	200	10	1	300	UdSSR
КД 213 Б	200	10	1,2	170	UdSSR
КД 213 В	200	10	1,2	500	UdSSR
KY 189	850	3	1,3	300	ČSSR
KY 190	650	3	1,3	300	ČSSR
SY 330 1	100	0,4	2,4	500	DDR
SY 330 8	800	0,3	2,4	500	DDR
SY 330 10	1 000	0,2	2,4	500	DDR
SY 335 05K	50	1,4	1,2	500	DDR
SY 335 8L	800	1	1,2	1 000	DDR
SY 181 05	50	20	1,7	250	DDR
SY 181 6	600	20	1,7	250	DDR

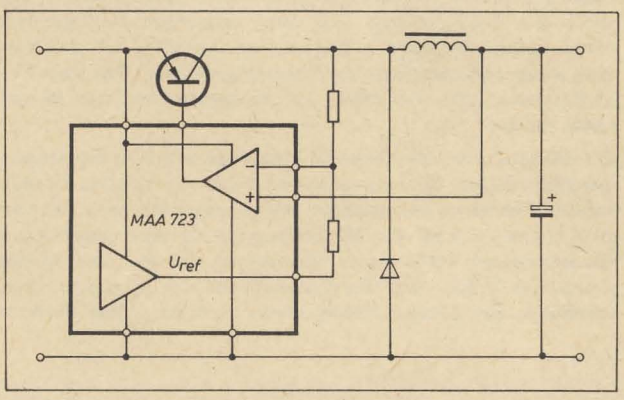


Bild 82: Schaltregler für 5 V und 2 A

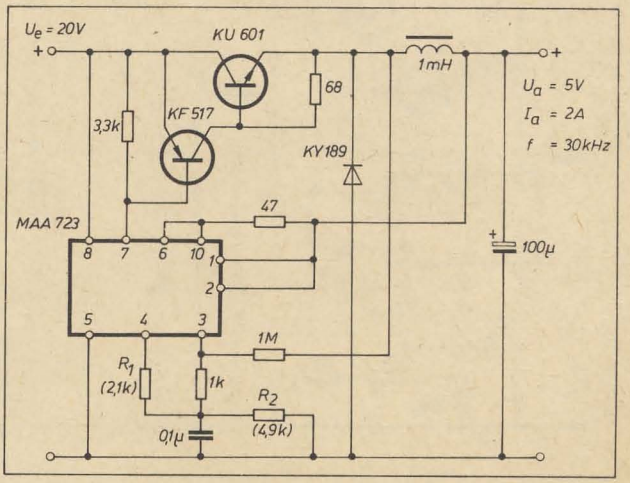


Bild 81: Schaltreglerprinzip mit MAA 723

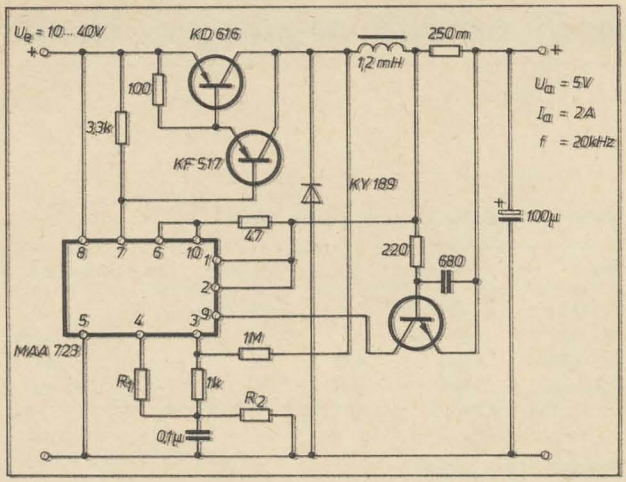


Bild 83: Schaltregler mit elektronischer Sicherung

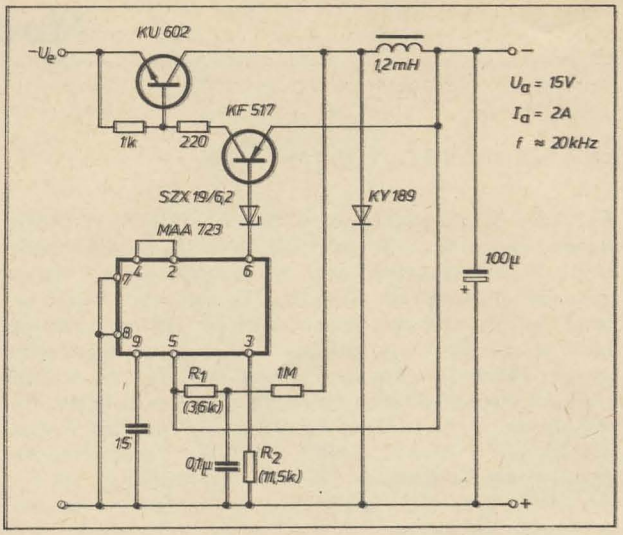


Bild 84: Schaltregler für negative Ausgangsspannung

durch einen Vorwiderstand und eine Z-Diode diese entsprechend begrenzt werden. Bei größeren Strömen sind Darlingtonstufen zweckmäßig.

Eine vollständige Schaltung ist im Bild 82 dargestellt. Der Ausgangsstrom läßt sich dabei leicht erhöhen, wenn der Schalttransistor und die Freilaufdiode durch leistungsfähigere Typen ersetzt werden. In diesem Fall ist auch eine andere dimensionierte Drossel erforderlich.

Bild 83 zeigt einen Schaltregler mit einem pnp-Leistungstransistor und einer elektronischen Sicherung. In [19] sind mehrere Anwendungsbeispiele mit der IS K 142 EП 1 enthalten.

Mit Schaltreglern können auch negative Ausgangsspannungen stabilisiert werden (Bild 84). Wie sich Schaltregler mit einem integrierten Festspannungsregler als Ansteuerschaltung realisieren lassen, ist im Bild 85 dargestellt. Wie einfach die gesamte Schaltung werden kann, ist aus einem Applikationsbeispiel mit der IS SH 1605 (Fairchild), in die auch die Freilaufdiode und eine Leistungsstufe integriert sind, ersichtlich (Bild 86). Der externe Transistor mit den beiden Widerständen dient zur Strombegrenzung. Mit dem Potentiometer kann der Wert der Ausgangsspannung eingestellt werden.

Als Beispiele wurden bewußt Varianten mit 5-V-Ausgängen gewählt. Diese Spannung dürfte auch die untere Grenze hinsichtlich eines akzeptablen Wirkungsgrades sein. Bei den 5-V-Varianten wird der Wirkungsgrad mit den angeführten Bauelementen 60 % kaum übersteigen, da der prozentuale Anteil der Schalt- und Durchlaßverluste von Transistor, Freilaufdiode und Drossel dabei relativ hoch ist. Diese Verluste

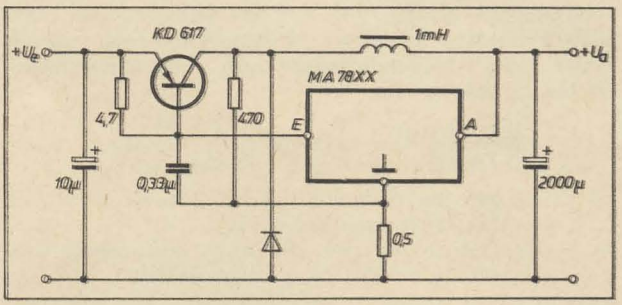


Bild 85: Schaltregler mit MA 78xx

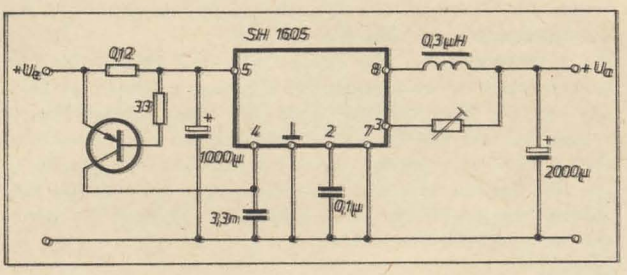


Bild 86: Schaltregler mit SH 1605

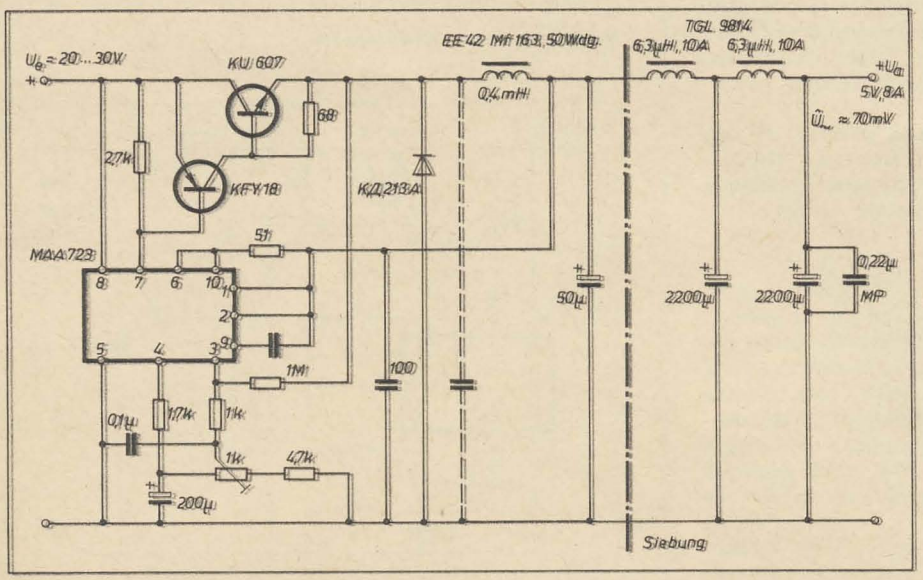


Bild 87: Schaltregler für 5 V und 8 A

sind unabhängig von der Ausgangsspannung. Deshalb steigt der Wirkungsgrad mit der Ausgangsspannung. Bei 12 V sind Werte von 80...90 % schon leicht erreichbar. In vielen Veröffentlichungen werden sehr hohe Wirkungsgrade propagiert, wobei aber die Verluste im Netztransformator und im Gleichrichter vernachlässigt werden und der Wirkungsgrad sich nur auf den Schaltreglerteil bezieht. Derartige Angaben führen oft zu falschen Schlußfolgerungen für den Einsatz.

Im Bild 87 ist eine erprobte Schaltung für 5 V und 8 A dargestellt, die sich als nachbausicher erwiesen hat. Da die jetzt zur Verfügung stehenden Freilaufdioden noch kein ausgeprägtes weiches Ausschaltverhalten besitzen, neigen viele Exemplare zu Schwingneigungen beim Abschalten (im Bereich 20...30 MHz). Ein kleiner Kondensator (etwa 20 bis 100 pF) parallel zur Diode kann dies verhindern.

Alle Schaltregler müssen funkentstört werden! In allen Beispielen wurden die dazu erforderlichen Schaltungsdetails der Übersichtlichkeit wegen weggelassen. Da die einschlägigen Festlegungen sehr exakte und oftmals auch sehr harte Bedingungen vorschreiben und bei Nichteinhaltung auch entsprechende Sanktionen vorsehen, sollten diese Probleme sehr ernst genommen werden. Spezielle Ausführungen folgen im Abschnitt Funkentstörung.

11. Netztransformatorlose Schaltregler

Wie aus den vorherigen Ausführungen ersichtlich ist, sind Schaltregler mit Netztransformator für viele Anwendungen nicht optimal. Ausschlaggebend ist unter anderem der masse- und volumenbestimmende Netztransformator.

Bereits seit längerem sind Transverter bekannt. Diese dienen dazu, aus niedrigen Eingangsspannungen (z. B. Batterien) höhere Spannungen zu erzeugen. Dieses Prinzip kann aber auch angewandt werden, um aus hohen Eingangsspannungen niedrige Ausgangsspannungen bereitzustellen. Wird von der Netzspannung ausgegangen, so beträgt die Eingangsspannung etwa 340 V (220 V + 10 %, 242 V · $\sqrt{2} \approx$ 340 V). Da diese Spannung an einer Induktivität liegt und periodisch geschaltet wird, müssen die verwendeten Schalter, also die Schalttransistoren, Sperrspannungen von etwa 700 V (2 × U_B) aufweisen, um einen sicheren Betrieb zu gewährleisten. Die Realisierung von netzransformatorlosen Schaltreglern wurde deshalb erst sinnvoll, seit geeignete Hochspannungstransistoren zur Verfügung stehen. Mit den üblichen Herstellungsverfahren, z. B. Planartransistor, Epibasistransistor und einfach diffundierte Transistoren, lassen sich derartige Kollektor-Emitter-Sperrspannungen bei entsprechenden anderen Daten (f_T, B, I_C) nicht erreichen. Erst die sogenannten dreifachdiffundierten Transistoren konnten die Anforderungen erfüllen. Serienmäßig werden diese Transistoren mit $U_{CER} \leqq 1\,500$ V und einem Kollektorstrom bis zu mehreren Ampere gefertigt. In [24] [25] findet der interessierte Leser weitere Angaben zu dieser Problematik.

11.1. Sicherer Arbeitsbereich

Bedingt durch das Betriebsverhalten von Transistoren im Schaltbetrieb besonders bei hohen Betriebsspannungen war es erforderlich, die bisher bekannten Angaben in den Datenblättern durch spezielle Zusätze zu ergänzen. Im allgemeinen genügt dazu das sogenannte SOAR-Diagramm (SOAR = safe operating area). Das Prinzip ist im Bild 88 dargestellt. Der sichere Arbeitsbereich wird zu höheren Strömen und Spannungen hin durch vier Linien begrenzt:

- maximaler Kollektorstrom $I_{C\,max}$
- maximale Verlustleistung $P_{tot\,max}$
- zweiter Durchbruch
- maximale Kollektor-Emitterspannung $U_{CE\,max}$.

$I_{C\,max}$

Für $I_{C\,max}$ sind in der Regel zwei Linien eingetragen. Eine tieferliegende Linie gilt für Dauerbetrieb mit Gleichstrom. $I_{C\,max}$ ist der zulässige arithmetische Mittelwert von I_C. Die höherliegende Linie gilt für periodischen Impulsbetrieb. $I_{CM\,max}$ ist dann die maximal zulässige Amplitude von I_C.

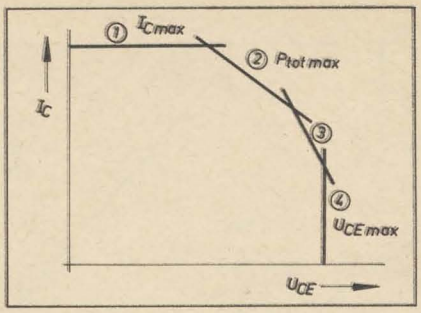


Bild 88:
SOAR-Diagramm

$P_{tot\,max}$

Die Verlustleistung entspricht der Summe von Kollektor- und Basisverlustleistung. Linie 2 gilt allgemein für eine gegebene Höchsttemperatur am Gehäuseboden. Für höhere Temperaturen ist die Verlustleistung entsprechend zu reduzieren. Von den Herstellern werden dazu Hilfsdiagramme veröffentlicht (Reduktionskurven). Des weiteren ist es möglich, die Linie 2 bei Impulsbetrieb parallel nach außen zu verschieben, dabei darf die Grenzlinie 3 jedoch nicht überschritten werden.

Zweiter Durchbruch

Der zweite Durchbruch wird ausgelöst, wenn die Energie im Transistor einen kritischen Wert übersteigt. Dabei treten örtliche Überhitzungen im Chip auf. Der Beginn ist durch das Zusammenbrechen von U_{CE} bei niedrigen dynamischen Widerständen gekennzeichnet. Der kritische Energiebetrag, der den zweiten Durchbruch auslöst, ist von der Betriebsart des Transistors abhängig. Bei geschalteten Netzteilen ist das bei gesperrter Emitter-Basisdiode von Interesse. Bei Impulsbetrieb ist auch hier eine Verschiebung der Grenzlinie nach außen möglich. Zur Konstruktion im SOAR-Diagramm dienen zwei Hilfskurven (Multiplikatoren M_u und M_i). Von verschiedenen Herstellern werden auch Reduktionskurven für erhöhte Temperaturen angegeben (derating curves).

$U_{CE\,max}$

Prinzipiell sind vier Angaben für die maximale Kollektor-Emitterspannung möglich:

$U_{CEO\,max}$ = maximale Kollektor-Emitterspannung bei offener Basis ($I_B = 0$)

$U_{CER\,max}$ = maximale Kollektor-Emitterspannung bei bestimmtem Widerstand zwischen Basis und Emitter

$U_{CES\,max}$ = maximale Kollektor-Emitterspannung bei Kurzschluß zwischen Basis und Emitter

$U_{CEV\,max}$ = maximale Kollektor-Emitterspannung bei bestimmter Sperrspannung zwischen Basis und Emitter ($I_E = 0$).

Diese Bezeichnungen sind nicht einheitlich in der Literatur. Im SOAR-Diagramm wird meistens U_{CEO} angegeben, wobei in der Regel $I_B > 0$ gilt, um das Gebiet des ersten Durchbruches mit Sicherheit zu vermeiden. Im Bild 89 ist das SOAR-Diagramm des Hochspannungsschalttransistors SU 165 dargestellt.
Die Betrachtungen über den sicheren Arbeitsbereich gelten nicht nur für Hochspannungstransistoren. Auch für Leistungsschalttransistoren sind neuerdings derartige Angaben üblich, z. B. für KD 501 bis KD 503 von Tesla Rožnov [30].
Die Probleme zum SOAR-Diagramm sind sehr umfangreich und können hier nicht ausführlich behandelt werden. Es sei auf die Spezialliteratur verwiesen [26] [27] [28] [29] [31] [32].

11.2. Ansteuerschaltungen

Ein Vergleich der beim netztransformatorlosen Schaltregler zu verarbeitenden Spannungen mit den Angaben im SOAR-Diagramm ergibt, daß der Ansteuerung von Hochspannungs-Schalttransistoren besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden muß.
Die Schaltung ist so auszulegen, daß die zulässigen Daten des Transistors nicht überschritten werden. Die Umschaltverluste sollen minimal sein. Neben genügend großen Kühlkörpern und wirksamen Schutzschaltungen gegen auftre-

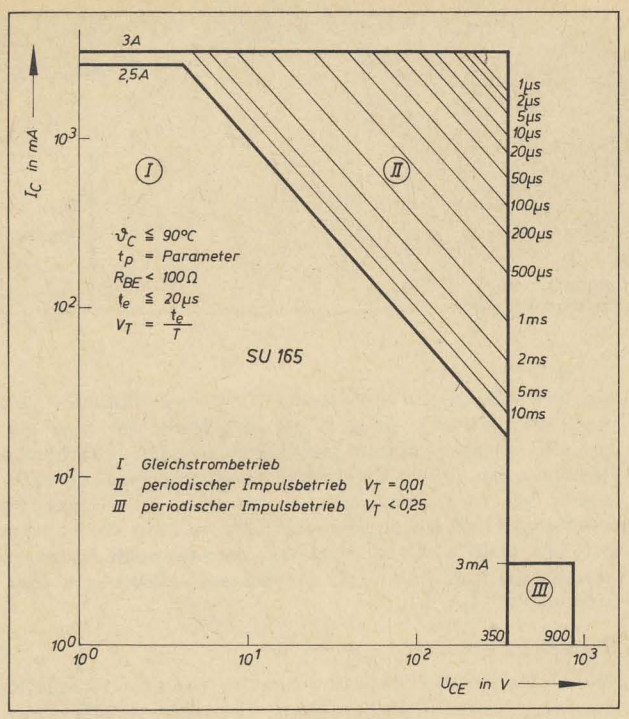


Bild 89: SOAR-Diagramm des SU 165

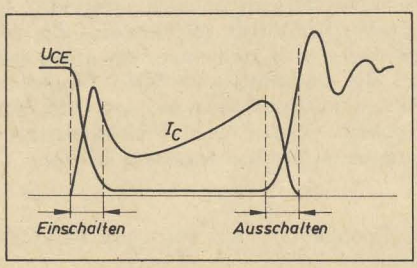


Bild 90: Strom- und Spannungsverläufe eines Schaltreglers

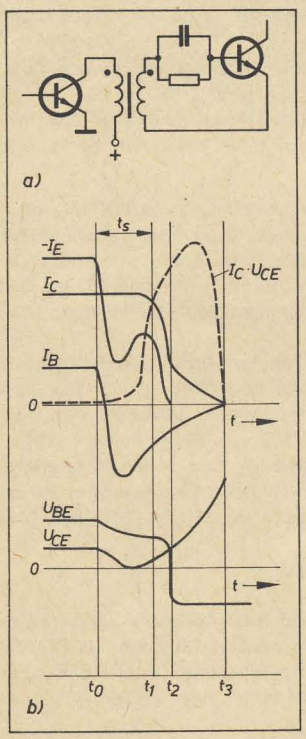


Bild 91: Ansteuerung mit Speed-up-Kondensator. a) Schaltung; b) Strom- und Spannungsverläufe

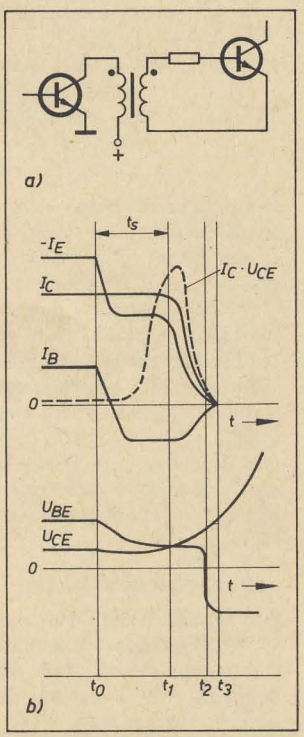


Bild 92: Ansteuerung ohne Speed-up-Kondensator. a) Schaltung; b) Strom- und Spannungsverläufe

tende Spannungsspitzen trägt vor allem eine entsprechend dimensionierte Ansteuerschaltung zur exakten Funktion bei. Im Bild 90 sind die Strom- und Spannungsverläufe beim Ein- und Ausschalten dargestellt.

Zum schnellen Einschalten sollte der Basisstrom möglichst steil ansteigen und etwas überschwingen. Übersteuerungsfaktoren von $m = 2...3$ sind üblich. Im eingeschalteten Zustand wird ein Basisstrom von etwa $0{,}2\,I_C$ angestrebt, der im Idealfall auch proportional zum Kollektorstrom ansteigt. Die Übersteuerung ist wegen einer möglichst kleinen Sättigungsspannung erforderlich.

Die für ein schnelles Einschalten nötige Übersteuerung bereitet beim Verlustarmen Ausschalten Schwierigkeiten. Bevor der eigentliche Ausschaltvorgang beginnt, muß die Kollektorzone von überflüssigen Ladungsträgern befreit werden. Eine Möglichkeit besteht darin, den Basisstrom zunächst zu verringern, um die Ladungsträger abzuführen. Danach erhält die Basis eine negative Spannung, und der Transistor sperrt sehr schnell. Erfolgt diese Sperrung zu früh, können diese Ladungsträger nur durch Rekombinationsprozesse abgebaut werden. Diese laufen relativ langsam ab, und die Verlustleistung ist hoch.

Üblich ist die Verwendung eines sogenannten Speed-up-Kondensators zur Verminderung der Speicherzeit. Dabei nimmt der Basisstrom schnell ab, bildet einen negativen Impuls und wird bei t_3 Null (s. Bild 91). I_C bleibt bis zum Ende der Speicherzeit konstant und erreicht bei t_3 ebenfalls Null. Der Emitterstrom wird durch I_C und I_B bestimmt. Wenn U_{BE} bei t_2 negativ wird, wird I_E Null. Danach gilt $I_C = -I_B$, und der Emitter injiziert keine Ladungsträger mehr. Der Kollektorstrom wird nur noch vom Abbau der Sperrverzugsladung im Kollektor-Basisübergang bestimmt. Der Kollektorstrom zwischen t_2 und t_3 bestimmt dabei die relativ hohe Abschaltleistung. Wird der Kondensator weggelassen, wächst die Speicherzeit. Da aber der Emitterstrom nicht vor, sondern gleichzeitig mit I_C und I_B Null wird (bei t_3), bleibt die Steuerwirkung des Emitters erhalten, und die Ladungsträger können schneller abgebaut werden. Zwischen t_2 und t_3 wird $I = 0$, und die Abschaltverluste sind kleiner (Bild 92). Höhere Quellenspannungen und Vergrößern des Widerstandes ergeben eine weitere Verringerung der Verluste.

Wird fortgesetzt

Literatur

[22] Freemann, J. T. R.; Eng. C.: Accurate design technique for self-oscillating switching regulators. Proc. IEE 119 (1972) H. 7, S. 921 bis 924

[23] Barrow, C., u. a.: Dimensionierung von Transformator und Speicherdrossel mit Ferroxcube-Kernen in Schaltnetzteilen (Durchflußwandlern), Valvo-Berichte 19 (1975) H. 3, S. 115–132

[24] Wölfle, R.: Schnelle hochsperrende Silizium-Leistungstransistoren in Dreifachdiffusionstechnik. Siemens-Zeitschrift 46 (1972) H. 3, S. 178–181

[25] Wetzel, K.: Anwendung von dreifachdiffundierten Transistoren. Siemens-Zeitschrift 46 (1972) H. 3, S. 181–184

[26] SOAR – Sicherer Arbeitsbereich für Transistoren. Elektronik 25 (1976) H. 11, S. 145 und 146; H. 12, S. 71 und 72

[27] Sicherer Arbeitsbereich (SOAR) für Leistungstransistoren. VEB Gleichrichterwerk Stahnsdorf

[28] Noble, P. G.: The safe operation of power transistors. Mullard Technical Communications 17 (1978) H. 139, S. 346–375

[29] Kunert, M.; Schröder, R.: Sicherer Arbeitsbereich (SOAR) für Leistungstransistoren. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 2, S. 75–79

[30] Mögling, W.: Si-Leistungstransistoren aus der ČSSR. Halbleiterinformation 121. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 6, S. 191 und 192

[31] Dorn, W. M.; Hetterscheid, W. Th., u. a.: SOAR – the basis for reliable power circuit design. Electronic Applications Bulletin 32 (1974) H. 4, S. 137–153; 33 (1975) H. 1, S. 31–43

[31] Gates, Th.; Ballard, M. P.: Safe Operating Area for power transistors. Mullard Technical Communications 13 (1974) H. 122, S. 42–65

Service- und Amateurinformationen (74)

Steratrans R 230 – 00 und R 230 – 10

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Teil 2 und Schluß

Achtung!

Bei nicht gedrückter Mitteltaste (das Gerät scheint funktionsuntüchtig) ist unbedingt zu überprüfen, ob nicht der Zeitschalterzustand II vorliegt. Sollte das der Fall sein, muß die Mitteltaste gedrückt und mit der (—)-Taste der Zeiger der Zeitanzeigeskale (untere Skale) auf „0" (keine Minutenanzeige) gestellt werden.

Anmerkung:

Bei einer Geräteabschaltung durch den Zeitschalter wird die stabilisierte Spannung I aus Gründen der Funktionssicherheit nicht abgeschaltet, so daß weiterhin eine geringe Belastung der Batterien besteht.
Bei Netzbetrieb wird der Transformator ebenfalls nicht abgeschaltet. Eine vollständige Geräteabschaltung erfolgt nur mit der roten E-A-Taste.

Das Instrument wird mit der Mitteltaste umgeschaltet:

ungedrückt – Feldstärkeanzeige
gedrückt – Zeitanzeige

Es hat bei Batteriebetrieb einen anderen Zeigerendausschlag als bei Netzbetrieb. Bei Batteriebetrieb ist der Zeigerausschlag etwa 80 min, bei Netzbetrieb etwa 85 min. Für Batteriebetrieb trifft die Maximalzeit von 80 min nur zu, wenn die Batterien ihre volle Spannung haben. Sinkt die Batteriespannung, werden die 80 min nicht mehr erreicht. Ist die Batteriespannung auf etwa 7 V abgesunken, so wird beim Betreiben des Zeitschalters im Batteriebetrieb nur noch eine maximale Zeit von 25 min erreicht. Dieser Effekt kann zur Batteriespannungskontrolle ausgenutzt werden. Bei extremen Temperaturunterschieden ist mindestens eine einstündige Akklimatisierungszeit zu beachten! Bei Nichtbeachtung dieser Zeit ist eine einwandfreie Funktion des Zeitschalters nicht gewährleistet

2.2. Prüfung des Zeitschalters

Es werden die Spannungen I 8,5 V und II 8,5 V sowie ein Instrument an Z_3 angeschlossen.

Durch Betätigen der (—)- und (+)-Kontakte läßt sich die RC-Kombination aufladen, eine der Zeit proportionale Spannung über R_{74} muß sich damit zwischen 0 und 6 V ändern lassen, die 6 V werden mit R_{74} bei maximaler Aufladung eingestellt und entsprechen somit dem Instrumentenvollausschlag.
Kontrolle der annähernd gleichen Geschwindigkeit des Instrumentenanzeigers bei der Auf- und Entladung mit den (—)- und (+)-Kontakten.
Kontrolle, daß das Relais bei Variationen der Betriebsspannung von 6...15 V sicher schaltet.
Überprüfung der Betriebsspannung II an M 38 entsprechend den verschiedenen Zuständen.
Kontrolle der Entladezeit der RC-Kombination.
Innerhalb von 30 s wird der Abfall der auf etwa 4 V (± 0,1 V) an M 41 eingeregelten Spannung gemessen.

2.2.1. Parameter

maximale Zeitdauer bei 9 V Batteriebetrieb des Gerätes
80 min ± 10 %
maximale Zeitdauer bei 220 V Netzbetrieb des Gerätes
85 min ± 10 %
maximale Zeitabweichung der Skale
± 10 % bei ≧ 10 min
Anzeigeinstrument UKM 48: 250 µA, 850 Ω R_i

Mit $R_{75} = 22$ kΩ ergibt sich der Skalenbereich zu 92 min.

Für den Abgleich sind folgende Spannungen anzulegen:

II 8,5 V ± 3 % an X 36
I 8,5 V ± 3 % an M 43

Die Werte gelten im Temperaturbereich von 20...30 °C sowie bei einer Luftfeuchtigkeit ≦ 95 %. Bei Überschreitung dieses Temperaturbereiches um jeweils 5 °C verringert sich die Maximalzeit um je 2 min, bei Unterschreitung um jeweils 5 °C erhöht sich die Maximalzeit um je 1 min.
Der Zeigerausschlag des Instrumentes entspricht bei der Zeitanzeige in jedem Fall der Minutenskale.
Mit dem Einstellregler R_{74} wird nach voller Aufladung an M 41 eine Spannung von 4,2 V ± 0,1 V eingestellt. Dabei müssen bei hochohmiger Messung (≧ 100 kΩ) an M 41 der R_{22} und das Instrument UKM 48 angeschlossen sein. Die Messung kann auch an Pkt. X 32 (Randkontakt) durchgeführt werden, wobei der Pkt. X 32 mit 22 kΩ belastet wird; die Spannung 4,2 V an M 41 entspricht hier 2,00 V ± 0,05 V. Beim Anschluß eines Instrumentes UKM 48 (850 Ω) an X 32 entspricht diese Spannung einem Zeigerausschlag von etwa 75 min.
Bei ungünstigen Toleranzen von R_{74} und C_{91} kann es vorkommen, daß bei sonst fehlerfreier Prüfung die Maximalzeit ± 10 % nicht eingehalten wird. Hier kann durch Wechsel eines der beiden Bauelemente die Einhaltung der maximalen Zeit erreicht werden.

2.2.2. Messung der Entladezeit

Die Kurzzeitspannungsdifferenzmessung an M 41 zur Erkennung des Zeitverlaufes wird 20 s lang ab 3,000 V auf ± 1 mV genau vorgenommen. Auch hier kann sinngemäß an Punkt X 32 (mit 22 kΩ Belastungswiderstand) mit folgenden Werten gemessen werden:

Spannung auf 1,310 mV einregeln und Spannungsunterschied innerhalb von 20 s auf ± 0,5 mV genau ermitteln.

Toleranz innerhalb von 20 s

M 41 (ab 3,000 V) 17...22 mV bzw.
X 32 (ab 1,310 V) 8...11 mV.

2.2.3. Prüfung

Kontrolle der annähernd gleichen Geschwindigkeit des Instrumentenzeigers bei der Auf- und Entladung mit den (—)- und (+)-Kontakten.
Kontrolle, daß das Relais auch bei einer Spannung I = II = 5,7 V sicher schaltet.
Überprüfung der Spannung am M 38 entsprechend den Relaisschaltzuständen.

3. Feldstärkeanzeige

Ohne Signal wird bei gedrückter FM-Taste und 9-V-Betrieb mit dem Einsteller R_{64} Vollausschlag des Instrumentes (entspricht 0-Marke der Feldstärke) eingestellt. Wird ein Sender empfangen, so ändert sich bei AM über die NF und bei FM über die Summenspannung die Basisspannung von V_{12} und damit der Zeigerausschlag der Stärke des Senders.

4. KW-Lupe

Die KW-Lupe wirkt nur im KW-II-Bereich. Die Gesamtvariation beträgt

bei 9,6 MHz 50 ± 20 kHz
bei 17,8 MHz 100 ± 35 kHz

Durch Herausdrehen des Kernes der Lupenspule kann der Variationsbereich erhöht werden.

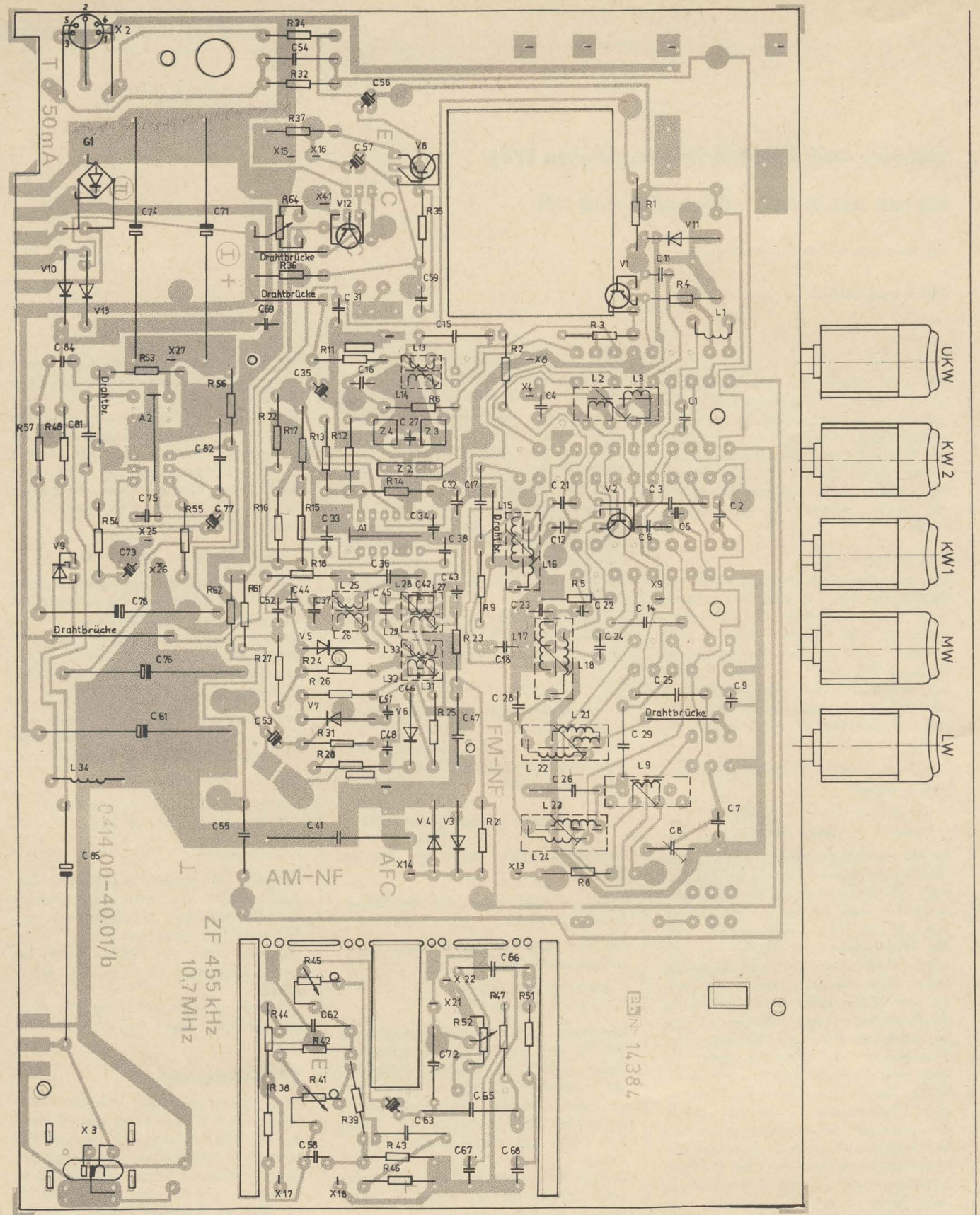


Bild 5: Leiterplatte, Lötseite R 230.10

Ein Jahr in der Antarktis

Dipl.-Ing. JÖRG VOIGTLÄNDER

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Physik der Erde in Zusammenarbeit mit dem Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik und dem Zentralinstitut für Kernforschung der Akademie der Wissenschaften der DDR

Aufgaben

Im Auftrage der Akademie der Wissenschaften der DDR nahm eine Gruppe von zwölf Wissenschaftlern an der 23. Sowjetischen Antarktisexpedition (SAE) teil. Sechs von ihnen arbeiteten während einer Überwinterung, d. h. in der Zeit von Dezember 1977 bis März 1979, auf der sowjetischen Antarktisstation Nowolasarewskaja und hatten dort umfangreiche wissenschaftliche Beobachtungsprogramme zu erfüllen. Diese Beobachtungsprogramme sind Bestandteil langfristiger Forschungsprogramme verschiedener Akademieinstitute in der DDR. Die wichtigsten Aufgabenkomplexe waren:

- Fortführung des ionosphärischen Beobachtungsprogramms der DDR-Gruppe der 22. SAE (kurz Ionosphärenprogramm). Dieses Beobachtungsprogramm wird im wesentlichen vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (ZISTP) in Berlin betreut. Ziel der Arbeiten sind Beiträge zur
  - Aufklärung von Precipitationseffekten hochenergetischer Partikel in die untere Ionosphäre (70...150 km) als Folge geomagnetischer Störungen
  - Untersuchung der Auswirkungen dieser Partikelprecipitation auf das Neutralgas der Mesosphäre und unteren Thermosphäre
  - Verfolgung der jahreszeitlichen Variationen der Struktur und Dynamik der Mesopausenregion in hohen mittleren und südlichen Breiten.
- Proben und Datenbereitstellung für Untersuchungen von Isotopenvariationen stabiler Nuklide (kurz Isotopenprogramm). Ziel der Arbeiten sind Beiträge zur Altersbestimmung von Wasser, Schnee und Eis mit Hilfe ausgewählter Wasserstoffnuklide sowie zu den globalen Stoffbilanzen weiterer ausgewählter Komponenten und Isotope (insbesondere des Kohlenstoffs und des Mineralbestandes im antarktischen Eis). Dieses Programm wird vom Zentralinstitut für Isotopen- und Strahlenforschung (ZfI) Leipzig betreut.
- Fortführung des Empfanges und der Auswertung von Wettersatellitenbildern, um daraus synoptische und Eisprognosen für die im Raum Königin-Maud-Land bis Filchner-Schelfeis operierenden Schiffe zu erstellen. Betreut werden diese Arbeiten vom Aerologischen Observatorium des Meteorologischen Dienstes in Lindenberg.

Im folgenden soll auf die Arbeiten am Ionosphärenprogramm und auf den Wetterbildempfang näher eingegangen werden, da dieses für den Leser von radio fernsehen elektronik am interessantesten sein dürfte.

Ionosphärenprogramm

Es ist bekannt, daß die Ionisation der oberen Atmosphärenschichten für die Reflexion von Funkwellen und damit das Zustandekommen von Weitfunkverbindungen (besonders im Kurzwellenbereich) verantwortlich ist.

Durch den Einbruch solarer Partikelströme (besonders nach starken Sonnenaktivitäten) werden kräftige Störungen in der Magnetosphäre und der Ionosphäre hervorgerufen. Wegen der einschneidenden Auswirkungen dieser Störungen auf den KW-Funkverkehr bilden die Aufgaben der weltweiten phänomenologischen Beschreibung solcher Ereignisse sowie die Vorhersage ein umfangreiches Arbeitsfeld der Ionosphärenforschung.

Repräsentativ für die Elektronendichte (und damit für den Ionisationsgrad) ist die Dämpfung von Funkwellen. Um Aussagen über das Verhalten verschiedener Ionosphärenschichten (D-, E- und F-Region) erhalten zu können, mißt man die ionosphärische Absorption von Funkwellen, die sich vom Längstwellen- bis in den Kurzwellenbereich erstrecken, wobei sowohl aktive als auch passive Meßmethoden angewendet werden.

Wichtigstes und zugleich empfindlichstes Verfahren ist eine Impuls-Echo-Sondierung der Ionosphäre (Ionosonde), die besonders zur Beobachtung der E- und F-Region dient. Hierbei werden von einem leistungsstarken Kurzwellensender Impulse verschiedener Frequenzen senkrecht in die Ionosphäre abgestrahlt und von schmalbandigen Empfängern nach deren Reflexion wieder empfangen.

Diese Echos werden dann nach verschiedenen Gesichtspunkten analysiert, wobei besonders Echoamplitude (daraus Absorption) und Laufzeit (Reflexionshöhe) interessieren. Aus der Deformation des Impulses können weitere interessante Informationen gewonnen werden, so z. B. über die Struktur der bis zum Reflexionspunkt durchlaufenen Schichten.

Voraussetzung für diese Messung ist natürlich, daß Sendeleistung und -frequenzen sowie Antennencharakteristik konstantgehalten werden. Die auf der Station Nowolasarewskaja betriebene Anlage besaß eine Impulsleistung von 35 kW und arbeitete auf den Frequenzen 1,75 MHz, 2,0 MHz und 3,0 MHz.

Ein weiteres wichtiges Verfahren ist die Messung der Absorption der kosmischen Radiostrahlung (CNA = cosmic noise absorption) auf den Frequenzen 22,4 MHz und 32,4 MHz. Dieses Verfahren liefert Aussagen über die Verhältnisse in der D-Region und ist eine wichtige Ergänzung zu den Ionosondenmessungen. Die kosmische Radiostrahlung wird von zwei auf die beiden Frequenzen abgestimmten und auf den Himmelssüdpol ausgerichteten Antennen empfangen. Durch diese Ausrichtung wird erreicht, daß unabhängig von der Drehung der Erde ständig die gleiche Radioquelle „angepeilt" wird und somit Variationen durch Änderung der Quellenintensität vermieden werden. Die empfangene Radiostrahlung wird in zwei schmalbandigen, hochempfindlichen Empfängern aufbereitet, und der Intensitätsverlauf wird als kontinuierliche Registrierung auf den dafür vorgesehenen Schreibern aufgezeichnet. Zusätzlich dazu werden die stündlichen Momentanwerte abgelesen, protokolliert und in regelmäßigen Zeitabständen zum aerologisch-meteorologischen Zentrum Molodjoshnaja gefunkt, wo mit Hilfe eines Rechners eine Primärauswertung durchgeführt und Prognosen erstellt werden. Diese CNA-Registrierungen sind international abgestimmt, d. h., die Messungen einer Vielzahl von über die ganze Erde verteilten Beobachtungsstationen sind koordiniert, und die Daten werden untereinander ausgetauscht.

Zur Beobachtung der D- und E-Region und zur Ergänzung der Ionosonden- und CNA-Registrierungen werden Absorptions- und Quasiphasenmessungen im Lang- und Längstwellenbereich durchgeführt. Grund-

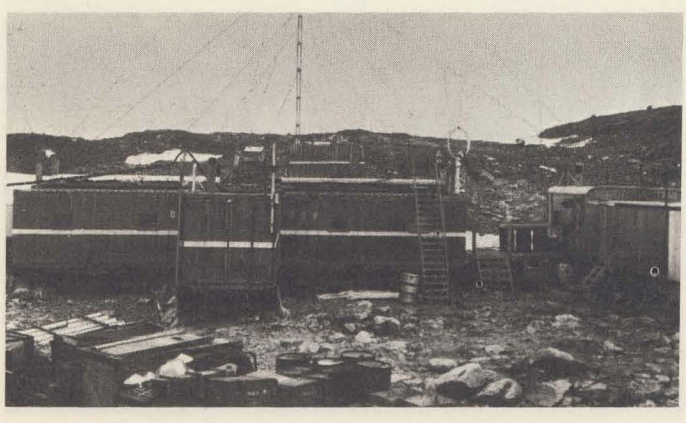


Bild 1: Ansicht des DDR-Containerkomplexes

Bild 2

Bild 3

Bild 6

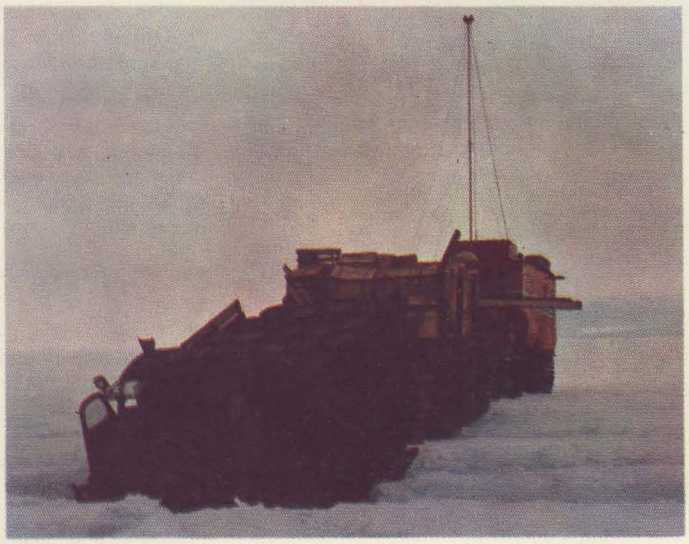


Bild 7

Bild 2: Anlegestelle für den Eisbrecher am Kap Ostryj

Bild 3: Auf dem eisgängigen Forschungsschiff bei der Fahrt durch das Polarmeer. Im Hintergrund ein Passagierschiff, für das der Eisbrecher eine Fahrrinne durch die Treibeisfelder bahnen wird

Bild 4: Ein Hubschrauber startet vom Eis an der Anlegestelle, um Lebensmittel zur Station in die Schirmacheroase zu bringen

Bild 5: Blick auf die Schelfeiskante vom Peildeck des Eisbrechers

Bild 6: Ein Schlittenzug auf dem Weg über das Schelfeis zur Anlegestelle

Bild 7: Große Schwierigkeiten bereitet das Überwinden der zahlreichen Schmelzwasserflüsse und Eislöcher

Bild 8: Der eingebrochene Kettenschlepper wird mit Hilfe eines weiteren Fahrzeuges wieder herausgezogen

Bild 9: Das typische Aussehen von Oasen in Antarktika: teilweise eisfreie Felsgebirge, die von Gletscherzungen durchzogen werden

Bild 10: Der Sendecontainer (in dem der Kurzwellensender und die elektronische Werkstatt untergebracht sind) und ein Teil des Antennenfeldes

Bild 11: Innenansicht des Meßcontainers, in dem alle Meßapparaturen für das ionosphärische Beobachtungsprogramm untergebracht sind. Links befinden sich Empfängereinheiten für die Langwellenregistrierungen und hinter dem Meßdienstplatz die Meßoszillografen mit den Kameras für die automatischen Filmregistrierungen. An der Stirnseite stehen die Steuereinheiten für das Spectral-Scanning-Fotometer sowie die Ionosonde und rechts sind alle Schreiber für die kontinuierlichen Registrierungen angebracht

Fotos: J. Voigtländer (10), G. Strauch (1)

Bild 8

Bild 9

Bild 4

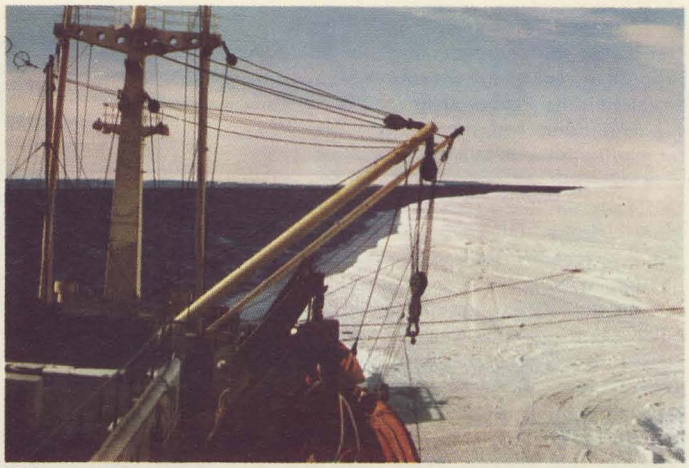


Bild 5

lage dazu ist die kontinuierliche Registrierung des Empfangsfeldstärkeverlaufs weit entfernter Sender, wobei besonders die Frequenzen 90,1 kHz und 529 kHz beobachtet wurden. Außerdem wurde der atmosphärische Funkstörpegel (Atmospherics) auf 27 kHz registriert.

Zur Abrundung dieses Komplexes der Ionosphärenbeobachtungen wurde eine Sicht-Registrierung der D-Komponente des Erdmagnetfeldes durchgeführt. Sie sollte helfen, an Ort und Stelle ionosphärische Effekte zu erkennen (die ja mit geomagnetischen Effekten korreliert sind) und von etwaigem fehlerhaftem Arbeiten der Anlagen zu unterscheiden. Zu Auswertezwecken wurden die Registrierungen aller drei Komponenten des Erdmagnetfeldes sowie die Werte der Absolutmessungen von den sowjetischen Kollegen zur Verfügung gestellt.

Ein letzter, aber wichtiger Komplex waren die visuellen sowie die fotometrischen Polarlichtbeobachtungen. Polarlicht tritt im Bereich beider Polkappen der Erde besonders während starker geomagnetischer und ionosphärischer Störungen auf und steht in engem Zusammenhang mit ihnen. Polarlichter sind eine der eindrucksvollsten Naturerscheinungen in der Antarktis. Für die fotometrischen Polarlichtbeobachtungen standen zwei Fotometer zur Verfügung: ein Integralfotometer zur Messung der Gesamthelligkeit des Polarlichtes sowie ein Spectral-Scanning-Fotometer.

Das letztgenannte Gerät mißt in zyklischer Folge die Intensität auf zwölf ausgewählten Spektralfarben, die den Emissionslinien von zwölf interessierenden Atomen entsprechen. Beim Eintreten in die Erdatmosphäre ionisieren die von der Sonne ausgeschleuderten Partikel die Atome der höheren Atmosphärenschichten und regen sie zum Leuchten an. Entsprechend der Wellenlänge (Farbe) des ausgesendeten Lichtes kann man bestimmen, welche Atome ionisiert worden sind und kennt auch die Energien, die dazu notwendig waren, woraus wiederum Rückschlüsse auf die Partikel, die diese Ionisation hervorriefen, und deren Verhalten gezogen werden können. Bei der visuellen Polarlichtbeobachtung werden zusätzlich zu den Farben noch Aussagen über Formen, Intensität, Aktivität, Standort am Himmel u. v. m. getroffen. Diese Aussagen werden nach einer international festgelegten Nomenklatur zusammengefaßt und dann protokolliert. Die Auswertung erfolgt wie auch bei allen anderen Registrierungen – abgesehen von einer gewissen Primärauswertung – nach Abschluß der Expedition in den entsprechenden Forschungsinstituten in der DDR.

Wetterbildempfang

Ganz anders geartet waren die Arbeiten, die im Zusammenhang mit dem Empfang von Wettersatellitenbildern zu leisten waren. Hier ging es darum, die empfangenen Wetterbilder sofort aufzuarbeiten und auszuwerten. Für die synoptischen Prognosen (Großraumwetterlage) mußten die Koordinaten der Zentren von Zyklonen, deren Frontverlauf und, soweit möglich, der Bewölkungsgrad angegeben werden, während die Eisprognosen Koordinatenangaben der Eisgrenzen, von eisfreien Stellen sowie den Eisbedeckungsgrad enthalten.

Alle diese Angaben über unser Beobachtungsgebiet (Königin-Maud-Land bis antarktische Halbinsel) wurden täglich teils über Molodjoshnaja, teils direkt zu den in diesem Gebiet operierenden Schiffen und Expeditionsgruppen gefunkt. Als Empfangsanlage stand eine modifizierte WES-2 zur Verfügung. Die Satellitensignale werden über eine Kreuzdipolantenne empfangen und in dem Zweikanalempfänger der WES-2 verarbeitet. Diese Arbeitsweise gestattet es, auf eine gerichtete Antenne und deren Nachführung zu verzichten, was unter den Bedingungen des antarktischen Einsatzes von großem Wert für die Betriebssicherheit ist. Ein Newa-Bildschreiber am Empfänger setzt die elektrischen Signale in Licht-(Helligkeits-)Signale um und belichtet dabei ein Blatt Fotopapier direkt. Dieses Bild wird in einem vollständigen Fotoprozeß entwickelt und steht danach zur Auswertung zur Verfügung. Für die synoptischen Prognosen wurden im wesentlichen Infrarot-Bilder der Wettersatelliten NOAA 4 und NOAA 5 sowie teilweise TIROS-N (alle USA) verwendet, da diese Satelliten eine relativ hohe Umlaufbahn (etwa 1 500 km) haben und Infrarotbilder auch während der Nacht, besonders während der Polarnacht, empfangen werden können. Für die Eisprognosen wurden die auf niedrigeren Umlaufbahnen (etwa 1 200 km) fliegenden Wettersatelliten Meteor-2 und Meteor-3 (UdSSR) im sichtbaren Bereich verwendet, da bei diesen Bildern die Auflösung der Details besser ist.

Bild 10

Bild 11

Vorbereitung der Expedition

Um dieses umfangreiche und vielgestaltige Programm (das arbeitsaufwendige isotopenchemische Probenahmeprogramm sowie die laufenden Instandsetzungs- und Wartungsarbeiten am Wohn- und Arbeitskomplex inbegriffen) quantitativ und vor allem qualitativ erfüllen zu können, war die sechs Mann starke DDR-Überwinterungsgruppe aus Spezialisten der verschiedensten Fachrichtungen zusammengesetzt. Die Vorbereitung auf die Expedition beinhaltete deshalb nicht nur die Einweisungen in das eigene Arbeitsgebiet, sondern auch eine Vielzahl von Seminaren und Lehrgängen, die mit den anderen Aufgaben vertraut machten. Der Erfolg einer Überwinterung hängt in sehr starkem Maße davon ab, inwieweit einer für den anderen einspringen und dessen Aufgaben übernehmen kann, wenn das notwendig wird.

Für fünf der sechs Überwinterer begann im Januar 1978 mit dem Flug von Berlin nach Leningrad das Erlebnis Antarktis. Ein Kollege war bereits drei Monate zuvor nach dem siebenten Kontinent abgereist, um sich dort unter Mithilfe der vorhergehenden Überwintermannschaft mit allen Fragen der Meßprogramme und des Lebens auf der Station vertraut zu machen und um damit später eine reibungslose Stationsübernahme zu garantieren. Nach der Klärung der letzten organisatorischen Fragen im Arktischen und Antarktischen Forschungsinstitut in Leningrad begann die Überfahrt in die Antarktis für die DDR-Gruppe – ebenso wie für die letzte Teilnehmergruppe der sowjetischen Antarktisexpedition – mit dem Schiff in Riga. Knapp zwei Monate eindrucksvoller Seereise mit Landgängen auf den Kanarischen Inseln und in Montevideo vergingen, ehe der Eisbrecher (auf den für die Fahrt durch die Treib- und Packeisgebiete umgestiegen werden mußte) die Anlegestelle an der Schelfeisbarriere am Kap Ostryj erreichte. Die sowjetische Station Nowolasarewskaja selbst befindet sich etwa 100 km südlich vom Kap Ostryj in der Schirmacher-Oase. Als Oasen bezeichnet man in Antarktika eisfreie Felsgebiete, meist im Grenzgebiet zwischen Schelf- und Inlandeis gelegen. In diesen Gebieten herrschen für den Aufbau von wissenschaftlichen Stationen meist recht günstige äußere Bedingungen, so z. B. fester Baugrund und milderes Klima. Auf Nowolasarewskaja überwintern seit 1961 in jedem Jahr etwa 20 Wissenschaftler, die im wesentlichen geophysikalisch orientierte Forschungsprogramme betreuen.

Aufbau des DDR-Forschungskomplexes

An den sowjetischen Antarktisexpeditionen beteiligten sich DDR-Wissenschaftler seit 1959. Die dabei gesammelten reichhaltigen Erfahrungen führten dazu, daß im Jahre 1976 ein eigenständiger DDR-Forschungskomplex an der sowjetischen Station Nowolasarewskaja erbaut und in Betrieb genommen werden konnte.

Beim Aufbau dieses Forschungskomplexes wurde ein völlig neuer Weg beschritten. Als Grundeinheiten für alle Räumlichkeiten wurden die bekannten 20-Fuß-Eisenbahncontainer verwendet. Diese Container wurden in der DDR vollständig eingerichtet, d. h. mit einer starken Wärmeisolation versehen, Schiffsfenster und -türen wurden eingebaut. Die komplette Einrichtung erhielt schließlich eine Elektroinstallation entsprechend dem späteren Verwendungszweck. Die Vorteile sind, daß die Bauzeiten in der Antarktis stark reduziert werden können und daß somit sehr schnell ein funktionsfähiger Wohn- und Arbeitskomplex zur Verfügung steht. Außerdem ist der Transport von Containereinheiten mit dem Schiff und über das Eis einfacher und rationeller als der von umfangreichem Stückgut.

Der Wohn- und Arbeitskomplex der DDR-Überwinterer besteht aus zehn Containereinheiten sowie einer Vielzahl von Außenanlagen. Das Herzstück bildet eine aus sechs Containern aufgebaute Einheit, die in Form eines doppelten T aufgebaut ist. Diese sechs Container sind durch ein stabiles, isoliertes und beheizbares Korridorsystem miteinander verbunden, in dem gleichzeitig Lagermöglichkeiten für frostempfindliches Gut geschaffen wurden. In den Containern sind die Wohn- und Aufenthaltsräume untergebracht, ein Container enthält sämtliche elektronischen Meßgeräte, die zum Ionosphärenprogramm gehören, und ein weiterer wird als Wirtschaftscontainer genutzt (Küche, Toilette, Fotolabor).

In geringer Entfernung von diesem zentralen Komplex befinden sich die Diesel-Elektro-Station mit angeschlossener mechanischer Werkstatt, die Elektronikwerkstatt einschließlich Meßgerätelager (in diesem Container ist auch der Kurzwellensender untergebracht) sowie das chemisch-analytische Labor. Aus Sicherheitsgründen steht das Diesel-Tanklager in etwas größerer Entfernung; der Treibstoff wird von dort mit einer elektrischen Pumpe in die Tanks der Elektroaggregate gepumpt.

Um dem Verwehen der Container während eines Schneesturmes entgegenzuwirken, wurden diese nicht unmittelbar auf dem felsigen Untergrund aufgestellt. Die stabilen Schlittenkonstruktionen, mit denen die Container über das Eis von der Anlegestelle zur Station transportiert worden waren, wurden unter den Containern belassen. Dadurch wurde erreicht, daß der Treibschnee unter den etwa 50 cm höher stehenden Containern hinwegfegen kann und so nur eine ganz geringe Angriffsfläche vorfindet, wo er sich absetzen kann.

Der DDR-Forschungskomplex ist – wie bereits angedeutet wurde – organisatorisch in die sowjetische Station Nowolasarewskaja einbezogen, und die DDR-Überwinterer sind somit Teilnehmer der sowjetischen Antarktisexpedition. Das bedeutet, daß die DDR-Gruppe von den sowjetischen Überwinterern betreut wird. So wird die Verpflegung von den sowjetischen Köchen sichergestellt, die ärztliche Betreuung erfolgt durch den Stationsarzt und auch der Funkverkehr in die Heimat wird über die leistungsfähige sowjetische Funkstation abgewickelt. Obwohl die DDR-Gruppe ein weitgehend eigenständiges Forschungsprogramm zu absolvieren hat, sind natürlich alle Mitarbeiter bemüht, gegenseitige Hilfe und Unterstützung zu gewähren, wo sich das anbietet oder wo es erforderlich ist. So wurden von der DDR-Gruppe vielfältige Unterstützungen bei der Durchführung der geophysikalischen Meßprogramme geleistet sowie bei Reparaturen, besonders von elektronischen Geräten in der Funkstation, geholfen. Die sowjetischen Kollegen unterstützten die DDR-Gruppe besonders mit Materialien für Bau- und Rekonstruktionsvorhaben und bei der Bewältigung umfangreicher Transportaufgaben mit der schweren Technik der Station. Diese gemeinsam bewältigten Aufgaben schufen eine Atmosphäre kameradschaftlicher Verbundenheit, die die Lösung der gestellten Aufgaben für alle nicht unwesentlich erleichterte.

Ein besonderes Problem ist der Transport des Expeditionsgutes sowie des Dieseltreibstoffes von der Anlegestelle zur Station. Wegen der Eisverhältnisse in diesem Bereich der Antarktis ist es einem eisgängigen Frachter nur zu Ende des Polarsommers (Ende Februar, Anfang März) möglich, durch die Treib- und Packeiszone bis zur Anlegestelle am Kap Ostryj vorzustoßen. Dort werden dann das Expeditionsgut, die Baumaterialien und der Dieseltreibstoff für die gesamte folgende Überwinterung (also für ein ganzes Jahr) entladen sowie die Stationsbesatzungen ausgetauscht. Die Mannschaften werden in der Regel mit dem Hubschrauber (der sich an Bord des Eisbrechers befindet) zur Station geflogen. Auf Grund des Umfanges des Expeditionsgutes ist es nur möglich, die frostanfälligen und hochempfindlichen Geräte sowie die Nahrungsmittel einzufliegen; alles andere wird in der Nähe der Anlegestelle gelagert. Dieses Material sowie der in umfangreichen Tankanlagen gespeicherte Dieseltreibstoff wird im Laufe der Überwinterung mit Hilfe von Schlittenzügen zur Station transportiert.

Auf diesen Schlittenzügen werden kräftige Kettenschlepper eingesetzt, die z. T. mit Wohnaufbauten versehen sind. Jede dieser Wohnaufbauten ist eine eigenständige Einheit mit Schlafgelegenheiten für sechs Personen, Küche, Wasseraufbereitungsanlage, Funkstation und Stromerzeugungseinheit. Die Nahrungsmittelvorräte reichen selbst für mehrwöchige Schlittenzüge aus.

Jeder dieser Kettenschlepper kann Tank- oder Lastschlitten mit einer Masse von über 100 t über das Eis befördern. Besondere Schwierigkeiten hat solch ein Schlittenzug in der Nähe der Oase zu überwinden. Durch die umfangreichen Tauprozesse während des Polarsommers bildet sich auf der Oberfläche des Schelfeises ein ausgedehntes Netz von Schmelzwasserflüssen und -tümpeln, die für die Kettenfahrzeuge z. T. unüberwindliche Hindernisse darstellen. Oft muß kilometerweit an einem einzigen Schmelzwasserfluß entlang gefahren werden, ehe sich eine geeignete Stelle zum Überqueren findet. Oftmals sind auch die Wassertümpel überfroren oder zugeweht, so daß sie vom Fahrzeug kaum ausgemacht werden können. Häufig kommt es dann vor, daß Kettenfahrzeuge oder Schlitten einbrechen und nicht aus eigener Kraft wieder herauskommen. Für die etwa 100 km lange Strecke bis zur Anlegestelle werden etwa drei bis vier Tage benötigt, während die Gesamtdauer eines Schlittenzuges, je nach auszuführenden Arbeiten, zwei bis vier Wochen beträgt. Ein solcher Schlittenzug bringt verständlicherweise sehr hohe Belastungen für Menschen und Material mit sich und läßt die Schwierigkeiten, die die Antarktis dem Weg des Menschen entgegenzusetzen vermag, in vollem Ausmaß erleben.

Alphanumerische Sichtanzeige

Ing. REINHARD KRÖBER

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Molekularbiologie der Akademie der Wissenschaften der DDR

Im folgenden wird eine einfache alphanumerische Sichtanzeige mit Fluoreszenz-Anzeigeröhren beschrieben, die geeignet ist, Großbuchstaben, Ziffern und Sonderzeichen des ISO-7-Bit-Kodes darzustellen und die damit vor allem als Ausgabeeinheit für Mikrorechner einsetzbar ist.

Beim Einsatz von Mikrorechnern zur Automatisierung von Gerätesystemen sind in vielen Anwendungsfällen alphanumerische Ausgabeeinrichtungen erforderlich. Als Alternative zu den traditionellen alphanumerisch druckenden Geräten wurden in letzter Zeit mehrere alphanumerisch anzeigende Geräte mit Bildschirmanzeigen beschrieben [1] [2] [3], auf denen umfangreiche Zeichenmengen dargestellt werden können. Für einfache, mikrorechnergesteuerte Anlagen ist die Ausgabe größerer alphanumerischer Datenmengen aber oft gar nicht erforderlich, und eine Bildschirmanzeige ist nicht ohne weiteres in andere Geräte integrierbar.

Für ein mikrorechnergesteuertes Röntgen-Diffraktometer wurde als alphanumerische Ausgabeeinheit eine Sichtanzeige auf Basis der sowjetischen Fluoreszenz-Anzeigeröhren ИВ 4 und ИВ 6 entwickelt, die im Meßplatz folgende Aufgaben erfüllt:

- Anzeige der jeweils zuletzt gedruckten Information eines im Meßplatz arbeitenden Streifendruckers Typ 3292 (VEB Funkwerk Erfurt), dessen Schriftbild erst nach vier Drucken lesbar wird
- Anzeige der jeweils erreichten Winkelposition des im Meßplatz betriebenen Röntgen-Diffraktometers
- Anzeige des Programmkennzeichens des gerade in Abarbeitung befindlichen Programms
- Anzeige von über die Bedientastatur des Mikrorechners eingegebenen Zeichenfolgen
- Anzeige von Ausgaben aus dem Monitorprogramm des Mikrorechners
- Fehleranzeigen.

Diese Vielzahl von Ausgaben kann nur noch der Mikrorechner programmgesteuert abwickeln. In Anpassung an das eingesetzte Mikrorechnersystem MPS 4944 (Zentralinstitut für Kernforschung der AdW der DDR) und um eine universelle Verwendung zu erreichen, wurde die Ansteuerung gemäß Standardinterface SIF 1000 konzipiert.

Um eine möglichst kompakte und leistungsarme Einheit zu realisieren, wurde im speziellen Anwendungsfall die Anzeige mit Ansteuerlogik und Treibern in ein vorhandenes Interface zwischen Mikrorechner und Prozeß eingebaut bzw. weitestgehend mit CMOS-Schaltkreisen bestückt. TTL- oder p-MOS-Schaltkreise sind bei entsprechend erhöhtem Leistungsbedarf gleichwertig verwendbar.

Aus den genannten Aufgaben und auf Grund der verwendeten Anzeigeröhren ergeben sich folgende Hauptmerkmale der Anzeigeeinheit (s. Blockschaltbild, Bild 1):

- Auslegung für 16 Anzeigeröhren mit Multiplexansteuerung
- Einsatz eines Speichers (MOS-RAM 256 mal 8), der es gestattet, acht Zeilen mit je 16 Zeichen zu speichern
- getrennte Adreßregister für Schreiben und Lesen ermöglichen unabhängiges, fortlaufendes Schreiben in die acht Zeilen und „Durchblättern" der Zeilen von Hand
- Anzeige der jeweils aktuellen Schreib- und Lesezeile in zwei numerischen Anzeigeröhren
- Verwendung eines Festwertspeichers (EPROM 256 × 8), der als Zeichengenerator die erforderlichen Segmentkombinationen in zwei Datenbytes bereitstellt
- Dekodierung aller darstellbaren ISO-7-Bit-Kodezeichen (Großbuchstaben, Ziffern und fast alle Sonderzeichen)
- Verarbeitungszeit (Einschreiben) eines Zeichens etwa 15 μs.

Die Ansteuerung des Anzeigeblocks kann prinzipiell und im Detail anders gelöst werden, indem z. B. der vorhandene Mikrorechner über geeignete parallele und speichernde Ausgabeeinheiten programmgesteuert die Multiplexsignale bereitstellt, ebenso ein in die Sichtanzeige eingebauter Mikroprozessor (vorzugsweise mit integriertem RAM und EPROM) softwaremäßig das gesamte Interfacespiel und die Multiplexansteuerung übernimmt. Bei Hardwarelösung können statt der Segmentkombinationen die Zeichenkombinationen im RAM gespeichert werden. Diese Möglichkeiten schieden jedoch hier aus verschiedenen Gründen aus. Nachfolgend soll das Prinzipielle einer hardwaremäßigen Lösung erläutert werden.

Funktionsbeschreibung

Anzeigebaugruppe

Prinzipielle Grundlagen des Betriebes von Fluoreszenz-Anzeigeröhren wurden in [4] [5] beschrieben. 16 Anzeigeröhren vom Typ ИВ 4 (≈ 16 mm Zeichenhöhe) bilden den Anzeigeblock. Sie enthalten 16 + 2 Segmente, wobei von den 16 Leuchtbalken zwei parallel betrieben werden und nur einer der beiden Leuchtpunkte genutzt wird, so daß 16 Anodensteuerleitungen notwendig sind. Die 16 Gittersteuerleitungen ermöglichen den Multiplexbetrieb, da jeweils nur eine Röhre hellgesteuert wird.

Die Treiber- und Anzeigeschaltung zeigt Bild 2. Die Anoden- und Gitterbetriebsspannung U_1 wurde einstellbar von 20 bis 55 V ausgelegt, ab 40 V wird eine gut lesbare Anzeige erreicht. Die Anoden- und Gittersperrspannung U_2 ist bei den hohen Betriebsspannungen unbedingt erforderlich, um ein Leuchten nicht angesteuerter Segmente zu verhindern; ein Spannungswert von −5 V erwies sich als ausreichend. Die Heizspannung U_3 ist auf vier Heizfäden in Reihe aufgeteilt, vier Gruppen sind parallelgeschaltet, der Katodenanschluß wird jeweils mittig zugeführt. Die Heizung ist abschaltbar.

Die Ansteuerung der Anodensegmente erfolgt im Kurzschlußbetrieb, der bei den geringen Anodenströmen leistungsmäßig kaum nachteilig ist, aber eine einfache Ansteuerlogik mit TTL-Pegel über npn-Transistoren möglich macht.

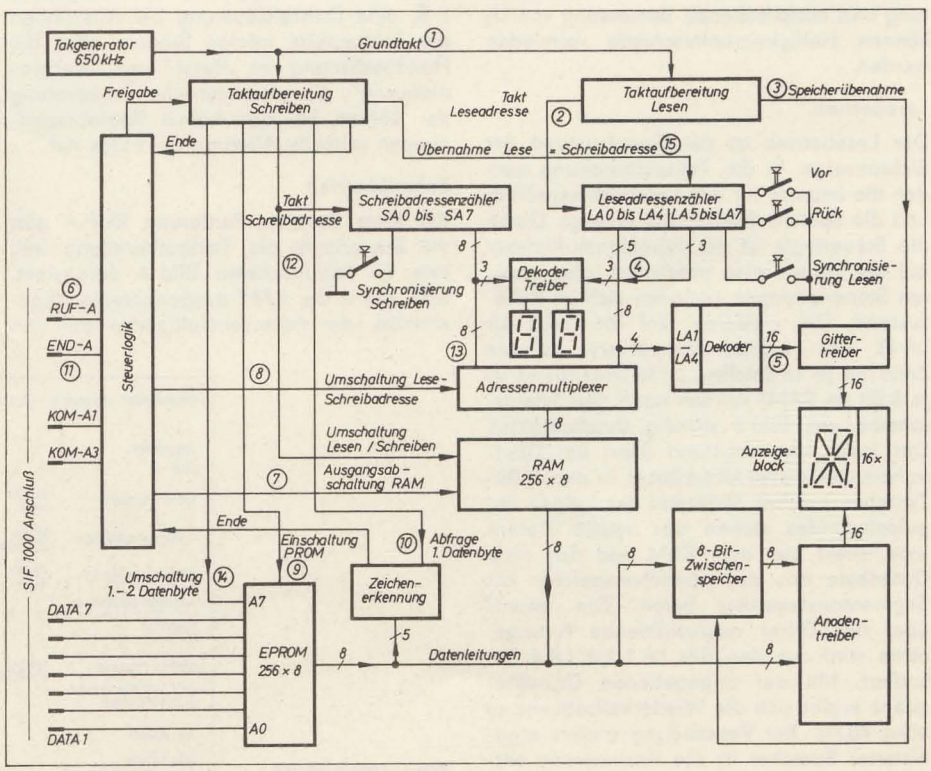


Bild 1: Blockschaltbild der Sichtanzeige

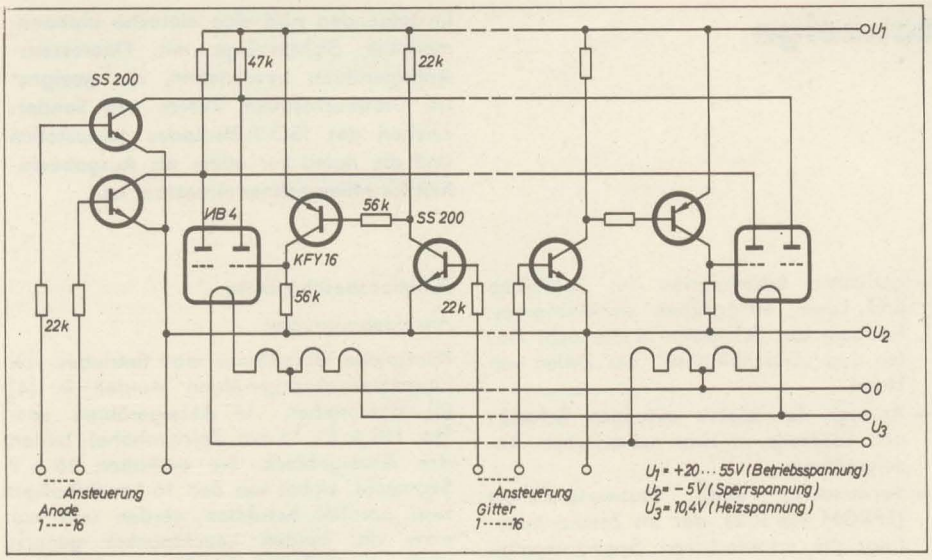


Bild 2: Treiber- und Anzeigeschaltung

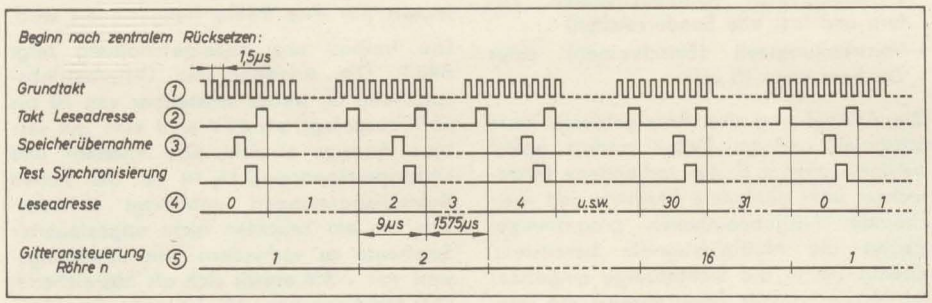


Bild 3: Impulsschema Lesebetrieb

Die Gittertreiber haben Ströme bis 20 mA zu schalten, eine komplementäre Anordnung ermöglicht Ansteuerung mit TTL-Pegel und garantiert den erforderlichen Strom. Die Reihenschaltung von vier Heizfäden verursacht Helligkeitsunterschiede bei geringer Anzeigehelligkeit ($U_1 < 40$ V). Durch Reihenschaltung von jeweils nur zwei Heizfäden oder reine Parallelschaltung und entsprechende Bemessung von U_3 können Helligkeitsunterschiede vermieden werden.

Lesebetrieb

Der Lesebetrieb ist der Grundzustand der Sichtanzeige. In der Taktaufbereitung werden die Impulse für den Leseadressenzähler und die Speicherübernahme erzeugt. Durch die Steuerlogik ist der Adressenmultiplexer auf die Leseadresse geschaltet, alle anderen Steuerleitungen befinden sich im Ruhezustand. Die niederen fünf Bit (LA 0 bis LA 4) des Leseadressenzählers (≙ eine Zeile mit je 16 Zeichen ≙ 32 Datenbytes zu je 8 Bit im RAM) werden nach dem Impulsschema von Bild 3 ständig durchgetaktet. Der kurze Impulsabstand dient der Übernahme des ersten Datenbytes in den 8-Bit-Zwischenspeicher. Während des langen Impulsabstandes stehen das zweite Datenbyte direkt aus dem RAM und das erste Datenbyte aus dem Zwischenspeicher als Segmentansteuerung bereit. Die jeweils über das Gitter auszuwählende Anzeigeröhre wird aus den Bits LA 1 bis LA 4 dekodiert. Mit der angegebenen Grundfrequenz ergibt sich die Wiederholfrequenz zu etwa 40 Hz. Bei Verwendung anders organisierter Speicher ist die Ansteuerung entsprechend zu verändern.

Die oberen drei Bits LA 5 bis LA 7 stellen die Lesezeile dar. Der Zähler ist als Vor-Rückwärtszähler ausgelegt und kann von Hand geschaltet werden. Zusätzlich wird nach einem Schreibvorgang die aktuelle Schreibzeile in diesen Zähler geladen, so daß eine eingeschriebene Information sofort lesbar ist. Zum Leseteil gehören noch weitere, nicht dargestellte Schaltungsteile, z. B. eine Dunkelsteuerung bei Ausbleiben der Taktimpulse infolge Störung oder bei Handbedienung von „Reset" und „Synchronisierung", da eine statische Ansteuerung der Röhren bei den hohen Betriebsspannungen schnelle Alterung zur Folge hat.

Schreibbetrieb

Bei einer Schreibanforderung RUF-A gibt die Steuerlogik die Taktaufbereitung frei. Wie im Impulsschema Bild 4 dargestellt, wird zuerst der RAM ausgangsseitig abgeschaltet, der Adressenmultiplexer auf den Schreibadressenzähler umgeschaltet, der PROM aktiviert und damit das erste Datenbyte auf die Datenleitungen gelegt. Über die Zeichenerkennung wird geprüft, ob ein nicht darstellbares Zeichen vorliegt. Ist das der Fall, wird der Schreibvorgang schon hier abgebrochen, und es erscheint END-A. Ansonsten wird das erste Datenbyte in den RAM geschrieben, die Schreibadresse um Eins erhöht und über die Anschaltung des höchsten Adressenbits des PROM das zweite Datenbyte auf die Datenleitungen gelegt und anschließend in den RAM geschrieben. Danach stellt die Steuerlogik wieder den Ausgangszustand her und meldet das über END-A an das anfordernde Gerät.

Die Umschaltung des Adressenmultiplexers leitet wieder zum Lesebetrieb über. Bei weiteren Anforderungen werden die Zeichen fortlaufend eingeschrieben, der Zeilenwechsel erfolgt nach dem 16. Zeichen, durch das Zeichen „Wagenrücklauf" oder durch Handschaltung.

Zusatzfunktionen

Aus den drei höchstwertigen Bits der Adressenzähler werden die aktuelle Schreib- und Lesezeile dekodiert und auf zwei Siebensegmentanzeigeröhren (ИВ 6) ausgegeben. Synchronisierungsfehler, die z. B. durch Störimpulse auftreten und zu fehlerhaften Anzeigen führen können, werden durch Blinken der jeweiligen Röhre angezeigt und können von Hand korrigiert werden.

Zur Sichtanzeige gehören noch nicht dargestellte Schaltungsteile, die über das Kommandosignal KOM-A 1 auswerten, ob einzelne Zeichen oder eine ganze Zeile (16 Zeichen) ausgegeben werden und über KOM-A 3 zusätzlich zum übertragenen Zeichen einen Punkt (z. B. als Dezimalpunkt) einspeichern. Die Steuerlogik realisiert am Zeilenbeginn automatisch das Löschen der jeweiligen Zeile, damit bei Einzelzeichenausgabe die Trennstelle zwischen alter und neuer Information erkennbar ist.

Aufbau

Eine EGS-Aufnahmeeinheit 480 mm mal 120 mm × 240 mm enthält die für die Kopplung des Mikrorechners an den Prozeß erforderlichen Interfacebausteine und die Stromversorgung. Sie ist in einem EGS-Gehäuse 480 mm × 160 mm × 280 mm untergebracht. Der restliche Raum wird durch die entsprechend aufgebaute Sichtanzeige ausgefüllt. In der Höhendifferenz befinden sich zwei Leiterkarten 215 mm mal

Fortsetzung auf Seite 511

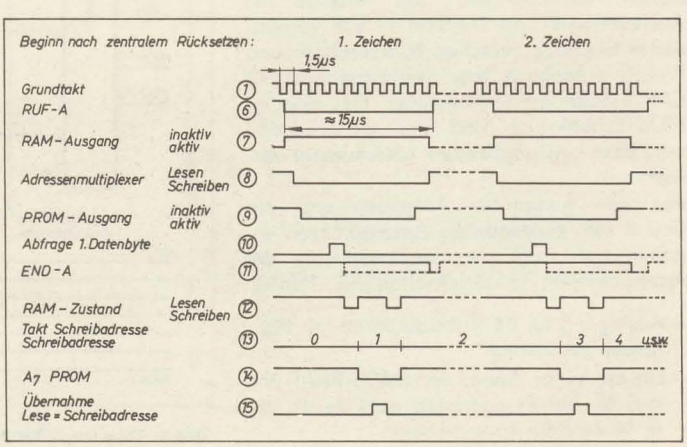


Bild 4: Impulsschema Schreibbetrieb

Bildschirmspielgerät BSS 01

Ing. REINHARD WIESNER

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Das Bildschirmspielgerät BSS 01 aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) ist das erste Gerät einer neuen Gerätegeneration, das als Zusatzgerät für TV-Empfänger konzipiert wurde und die Simulierung von Sport- und Geschicklichkeitsspielen auf dem Bildschirm ermöglicht.

Das Bildschirmspiel kann an alle normgerechten Fernsehgeräte nach CCIR- und OIR-Norm über die Antennenbuchse angeschlossen werden. Die am Gerät wählbaren Spielarten sind Fußball, Tennis, Squash und Pelota (s. Bild 1). Um die Spielmöglichkeiten zu vergrößern, sind verschiedene Schwierigkeitsgrade einstellbar. So lassen sich die Ballgeschwindigkeit, Balleinwurf, Ballreflexionswinkel und Schlägergröße variieren.

Die technische Konzeption basiert auf dem Einsatz eines Schaltkreises AY-3-8500. Über die Zuleitung des Bildschirmspieles wird dem TV-Gerät das HF-modulierte Bildsignal zugeführt. Die Frequenz des HF-Signales beträgt 55,25 MHz (Kanal 3) und läßt sich bei ungünstigen Empfangsverhältnissen auf 62,25 MHz (Kanal 4) intern einstellen.

Der Begleitton wird im Bildschirmspielgerät erzeugt und auch abgestrahlt, so daß die Lautstärke des Fernsehgerätes auf Minimum einzustellen ist.

Mechanischer Aufbau

Das Gerät besteht aus Gehäuseoberteil, Gehäuseunterteil und den beiden Bedienteilen. In dem Gehäuseoberteil sind die komplette Leiterplatte, der Netztransformator und der Lautsprecher untergebracht. Auf der Grundleiterplatte befinden sich die beiden Tastensätze mit den dazugehörigen Leiterplatten und alle elektrischen Baugruppen (außer Transformator und Lautsprecher), die zur Funktion erforderlich sind.

In den Bedienteilen befinden sich die Potentiometer, die die senkrechte Variation des Schlägers ermöglichen. Beide Bedienteile sind herausnehmbar, und die Anschlußleitung ermöglicht einen Abstand von etwa 1,60 m zum Gerät. Im eingelegten Zustand der Bedienteile befindet sich die dazugehörige Anschlußleitung in dem darunterliegenden Raum des Bildschirmspielgerätes. Die Länge der HF-Zuleitung zum TV-Gerät beträgt etwa 3 m, so daß ein ausreichender Abstand gewährleistet wird.

Elektrischer Aufbau (Bilder 2 und 3)

Netzteil

Der Netzteil ist mit einem Transformator LL 30/10 aufgebaut, der das Gerät galvanisch vom Netz trennt. Nach der Graetzgleichrichtung und Siebung wird die unstabilisierte Betriebsspannung von 10 V der Tonendstufe zugeführt. Da der Schaltkreis empfindlich gegen Spannungsschwankungen ist, wird anschließend die stabilisierte Spannung mit Längstransistor und Z-Diode für die restlichen Baugruppen erzeugt. Die stabilisierte Spannung beträgt 6,7 ± 0,8 V.

Außenbeschaltung der IS

Die stabilisierte Betriebsspannung wird der IS am Pin 4 zugeführt. Die Spielereingänge (Pin 11 und 12) sind mit identischen RC-Netzwerken beschaltet, so daß sich mit Hilfe der 100-kΩ-Potentiometer in den Handbedienteilen die vertikale Position der Spieler einstellen läßt.

Am Anschluß 17 wird die externe Taktfrequenz von 2 MHz (± 0,025 MHz) angelegt. Der verwendete Taktgenerator (T_{001}, L_{001}, C_{001}, C_{002}) erzeugt ein rechteckförmiges 2-MHz-Signal. Am Anschluß 25 besteht die Möglichkeit, den Punktezähler auf 0 : 0 zurückzusetzen und definierte Anfangsbedingungen einzustellen, indem Pin 25 kurzzeitig mit Masse verbunden wird (S_{11}).

Am Anschluß 13 kann die Spielergröße gewählt werden (Pin 13 an Masse = Spielergröße 14 Zeilen, Pin 13 offen = Spielergröße 28 Zeilen). Am Anschluß 5 wird der Reflexionswinkel des Balles bestimmt. Er

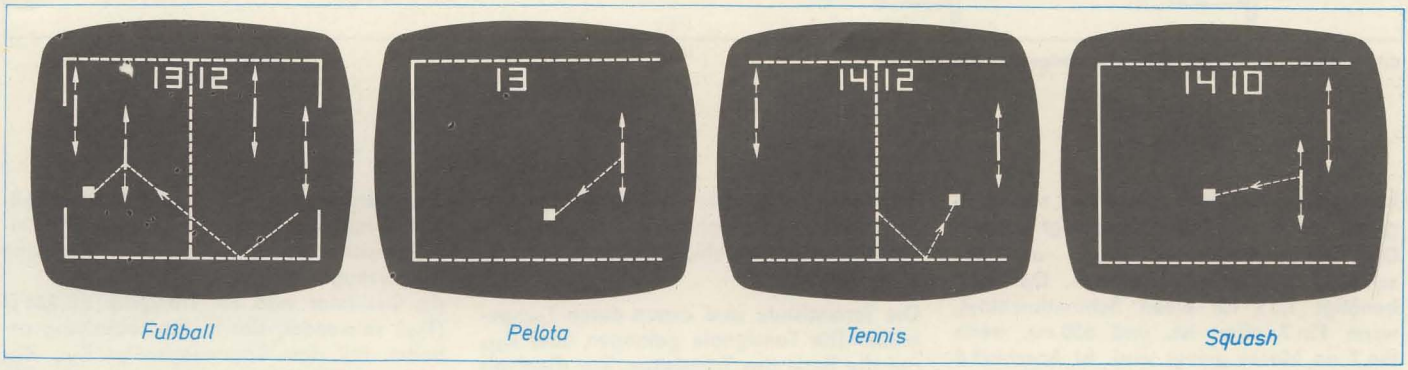


Bild 1: Mögliche Spielarten des Bildschirmspieles

Fortsetzung von Seite 510

170 mm, auf denen die Treiberstufen und der Logikteil aufgebaut sind, in der Tiefendifferenz sind der Anzeigeblock und die Bedienorgane angeordnet. Alle Teile sind so verbunden, daß sich die gesamte Sichtanzeige für Servicezwecke aus dem Gehäuse herausziehen läßt.

Literatur

[1] Entress, G.; Knobloch, G.; Meusel, K.-H.: Fernsehkompatibles Datensichtgerät als Ausgabeeinrichtung für Klein- und Mikrorechner. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 12, S. 796–800

[2] Sterl, H.; Franke, K.: Mikrorechnergesteuertes fernsehkompatibles Datensichtgerät. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 4, S. 235–240

[3] Wildner, S.; Bauch, R.: Anschlußsteuerung für Bildschirmanzeige. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 9, S. 558–560

[4] Häußler, E.: Die Fluoreszenz-Anzeigeröhre. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 12, S. 760 bis 763

[5] Müller, W.: Schaltungstechnik für Fluoreszenz-Anzeigeröhren. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 12, S. 763–765

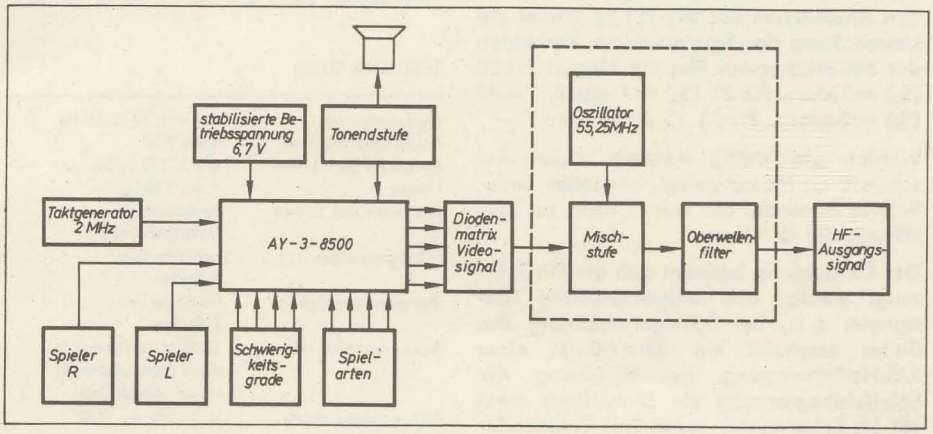


Bild 2: Blockschaltbild des Bildschirmspielgerätes

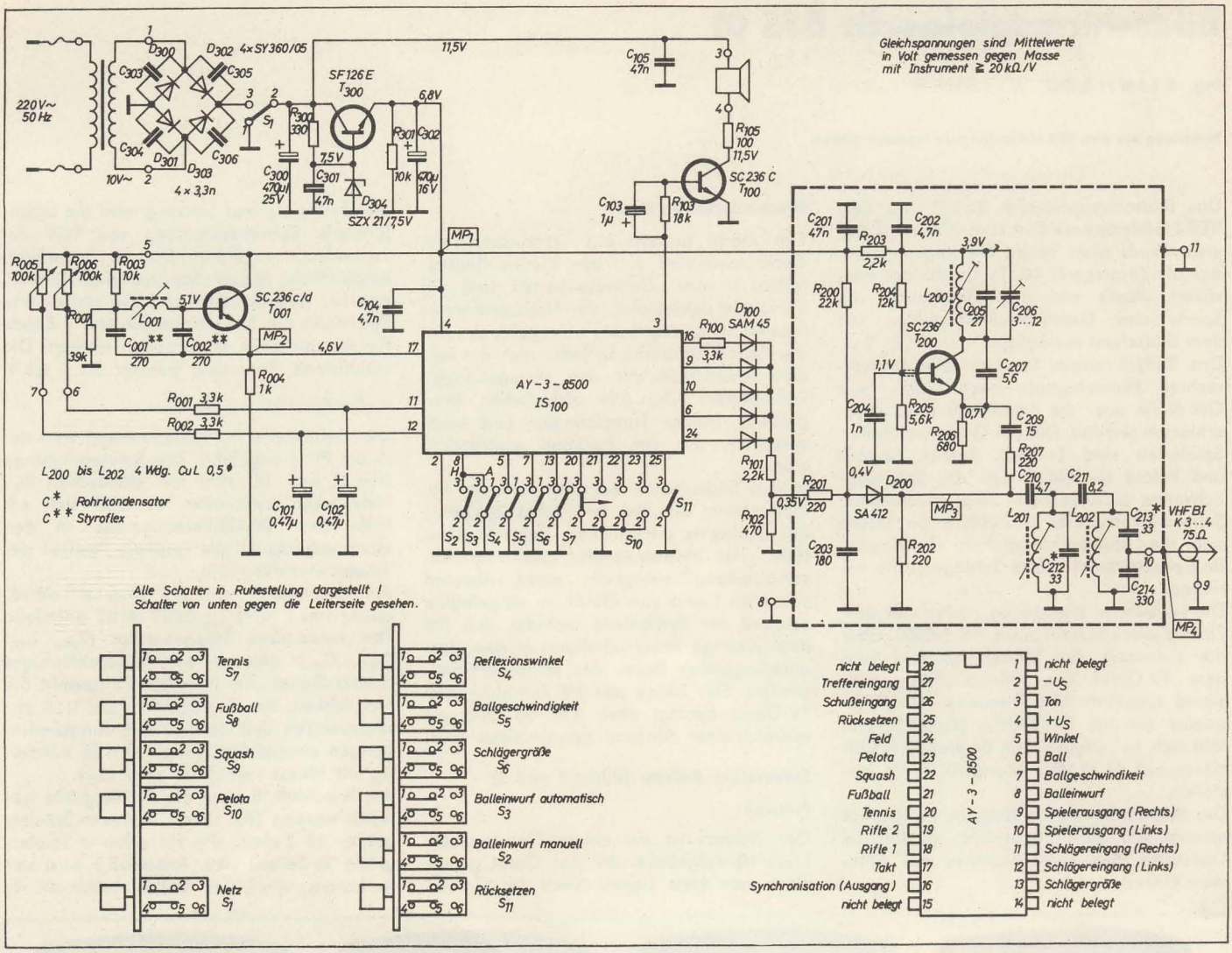


Bild 3: Stromlaufplan des Bildschirmspielgerätes BSS 01

kann auf ± 20° (Pin 5 offen) und zusätzlich ± 40° (Pin 5 an Masse) festgelegt werden. Die Ballgeschwindigkeit kann am Anschluß 7 eingeschaltet werden. Der Ball benötigt 1,3 s für einen Schirmdurchlauf, wenn Pin 7 offen ist, und 650 ms, wenn Pin 7 an Masse gelegt wird. Ist Anschluß 8 ständig mit Masse verbunden (S_3 gedrückt), erfolgt der Balleinwurf automatisch, bleibt dieser Anschluß offen, muß nach jeder Punktänderung erneut der Balleinwurf von Hand durchgeführt werden, indem Pin 8 an Masse getastet wird (S_2). An den Anschlüssen 20; 21; 22; 23 erfolgt die Umschaltung der Spielart durch Verbinden des entsprechenden Pins mit Masse: Pin 20 (S_7) = Tennis, Pin 21 (S_8) = Fußball, Pin 22 (S_9) = Squash, Pin 23 (S_{10}) = Pelota.

Werden gleichzeitig mehrere dieser Anschlüsse an Masse gelegt, entstehen undefinierte Zustände, die jedoch nicht zur Zerstörung der IS führen.

Der Tonausgang befindet sich am Pin 3. Erzeugt werden drei unterschiedliche Tonsignale, d. h., bei Schlägerberührung des Balles erscheint ein 32-ms-Burst einer 976-Hz-Schwingung, bei Berührung der Spielfeldbegrenzung ein 32-ms-Burst einer 488-Hz-Schwingung sowie bei Punktänderung ein 32-ms-Burst einer 1,952-kHz-Schwingung. Da das Tonsignal aus dem Schaltkreis sehr hochohmig ist, wird eine Transistorstufe eingefügt, die den Lautsprecher ansteuert.

Die Tonendstufe wird extern durch T_{100} gebildet. Die Tonsignale gelangen über C_{103} auf die Basis des Transistors. R_{105} dient als Schutzwiderstand. Die Videosignale stehen an den Anschlüssen 9; 10; 6 und 24 getrennt für die beiden Spieler, den Ball und die Spielfeldbegrenzung einschließlich der Zifferneinblendung zur Verfügung. Das Synchronsignal kann am Anschluß 16 entnommen werden. Das BAS-Signal wird schließlich durch pegelgerechte Addition der Einzelkomponenten über R_{100}, R_{101}, R_{102} und D_{100} erzeugt.

Als Oszillator wird ein Transistor SC 236 D (T_{200}) verwendet, der in Basisschaltung arbeitet. Mit dem Spannungsteiler R_{204}, R_{205} wird der Kollektorstrom eingestellt. Mit Hilfe des Vorwiderstandes R_{203} wird über die Kollektorspannung die Oszillatorspannung bestimmt. Am Emitter von T_{200} steht die Oszillatorspannung zur Verfügung, die über R_{207}, C_{209} ausgekoppelt wird. Die Oszillatorfrequenz läßt sich mit Hilfe von C_{206} und L_{200} zwischen 54 und 65 MHz variieren, so daß auch eine Einstellung auf Kanal 4 (62,25 MHz) als Serviceeinstellung möglich ist.

Als Mischstufe wird ein Diodenmodulator verwendet, der im Parallelbetrieb arbeitet. Das BAS-Signal wird über R_{201} an die Anode von D_{200} geführt, während die Trägerspannung katodenseitig zugeführt wird. Die HF ist durch C_{203} anodenseitig geerdet. Der Gleichspannungsarbeitspunkt der Diode wird mit R_{200}, R_{202} festgelegt. Mit C_{210} wird das Modulationsprodukt ausgekoppelt und über ein überkritisch gekoppeltes Bandfilter geführt, das zur Unterdrückung von Oberwellenanteilen der Oszillatorspannung dient.

Technische Daten

Netzspannung	220 V ± 10 %, 50 Hz
Leistungsaufnahme	etwa 2 W
Abmessungen in mm	325 × 175 × 55
Masse	etwa 1 300 g
Flugbahn des Balles	veränderlich, 2 Ablenkwinkel
Schlägergröße	veränderlich, 2 Stufen
Ballgeschwindigkeit	veränderlich, 2 Stufen
Ausgangsfrequenz	55,25 MHz (Kanal 3) 62,25 MHz (Kanal 4) intern einstellbar
Ausgangsspannung	< 10 mV an 75 Ω
Zeilenzahl	312

Weglaufen der Sender (Luxotron VT 134)

Die Reparatur eines Fernsehempfängers Luxotron VT 134, bei dem die Sender „wegliefen", bereitete Schwierigkeiten. Häufig ausfallende Bauteile und Baugruppen wie Tuner, MAA 550, Scheibenkondensatoren usw. waren fehlerfrei. Der Fehler äußerte sich auch weniger als Weglaufen, während eine Sensortaste eingestellt blieb, sondern vielmehr beim Umschalten auf eine andere, vorher eingestellte Taste. Von einer Wiederkehrgenauigkeit konnte nicht mehr gesprochen werden, im Band IV war der eingestellte Sender häufig ganz weg. Bei der Messung mit einem hochohmigen Instrument wurde festgestellt, daß die Spannung an den Fußpunkten der Einstellpotentiometer ebenfalls schwankte. Die Überprüfung des Massebezugspunktes klärte die Fehlerursache auf. Als Massebezugspunkt dient die Lötfahne der Abschirmhaube des Klangregelpotentiometers R_{1726}. An dieser Abschirmhaube konnten zeitweilig Spannungen bis zu 1 V gegen Masse des Bedienteiles gemessen werden. Zwischen dem vorderen Spritzgußteil des Potentiometers und der Abschirmhaube traten Übergangswiderstände auf, die eine Verschiebung des Massebezugspunktes ermöglichten. Mit der Wahl eines einwandfreien Massepunktes direkt am Bedienteilchassis konnte der Fehler beseitigt werden.

Heinz Göhring

Zeitweise kein Empfang, nur Helligkeit (combi vision 310)

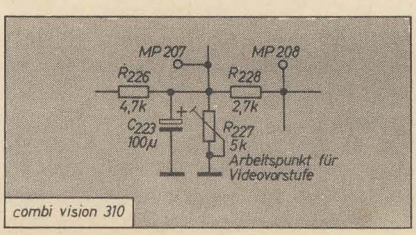
Ursache

Kondensator C_{223} (100 µF/10 V) hat zeitweise Feinschluß

Fehlersuchhinweis

Emitter- und Basisspannung an T_{201} (SF 240) zu hoch (5...7 V). Beim Überprüfen der Regelspannung am T_{201} ergab sich, daß sich auch bei herausgezogener Antenne die Spannungen am T_{201} nicht änderten. Die Spannungen am Tasttransistor T_{207} (BC 177 A) lagen unter dem Normalwert. Der Arbeitspunkt der Videovorstufe T_{204} (SF 215 c) lag auch unter dem Normalwert. Mit und ohne Antennensignal konnte der Arbeitspunkt von T_{204} mit R_{227} nicht auf den geforderten Wert eingestellt werden. Als Fehlerursache erwies sich der Kondensator C_{223}.

Siegmar Kähne



Brummen aus dem Lautsprecher (Junost 603)

Fehlersuchhinweis

1. Die vom Ladeelko zur Spannungsstabilisationsleiterplatte kommende Minusleitung ist nur mit einer Lötöse festgeschraubt. Da sich diese Verbindung leicht lockert, sollte sie mit einem Draht gelötet ausgeführt werden.
2. Am Lautstärkesteller sind zwei Masseleitungen (Schirm) angelötet, die beide wiederum auf der Chassisleiterplatte mit Masse verbunden sind. Es entsteht eine längere Masseschleife, in die bei eingeklapptem Chassis eine Brummspannung induziert wird. Deshalb sollte die eine Masseleitung (Schirm), die nicht zum NF-Verstärker gehört, vom Potentiometeranschluß abgelötet werden.

Karl-Heinz Schade

Plattenspieler Türkis 216 mit Entzererverstärker 1508.02-60.00

Im rechten Kanal meiner Stereoanlage traten Störungen auf, die, wie in der Veröffentlichung in rfe (1978) H. 12 auf Seite 785 beschrieben, vom Plattenspieler kommen und aus dem KW-Bereich stammen. Um den Fehler abzustellen, entfernte ich, wie vom Verfasser des o. a. Beitrages vorgeschlagen, C_{101} und C_{201}, jedoch ohne Erfolg. Da auch andere Schaltungsmaßnahmen am Entzererverstärker keine Verbesserung brachten, untersuchte ich die Masse- und Erdungsverhältnisse. Dabei stellte ich fest, daß die Schirmung des Diodenkabels zwar im Diodenstecker für beide Kanäle auf Masse gelegt, aber am Ausgang des Entzererverstärkers nur vom linken Kanal auf den Massepunkt des Plattenspielers geführt war. Nach Herstellung des Masseanschlusses auch zum Schirmgeflecht der Leitung des rechten Kanals waren die Störungen durch HF-Einstreuungen nicht mehr wahrnehmbar.

Wolfgang Singer

Knacken in den Aufnahmen (Stereotonbandgerät B 93)

Bei mehreren Geräten trat die gleiche Erscheinung auf: Bei Aufnahme wurde ein Knackgeräusch ähnlich wie bei abgenutzten Schallplatten mit aufgezeichnet. Nachdem Fehler an der Elektronik ausgeschlossen werden konnten, wurde nach Untersuchung des Laufwerks festgestellt, daß elektrostatische Entladungen der aus Plaststoff hergestellten Aufwickelrolle die Ursache dafür waren. Da sich in unmittelbarer Nähe die Diodenbuchsen für Plattenspieler- und Rundfunkeingang befinden, wurden die Entladungen bei Stellung Aufnahme mit aufgezeichnet.
Nach Anbringen eines Abschirmbleches zwischen Aufwickelrolle und Diodenbuchsen konnte diese Erscheinung vollständig beseitigt werden.

Detlef Berthold und Jürgen Einhorn

Aus den Servicemitteilungen des VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen

Raduga 706 mit AFC-Filter vom Raduga 726

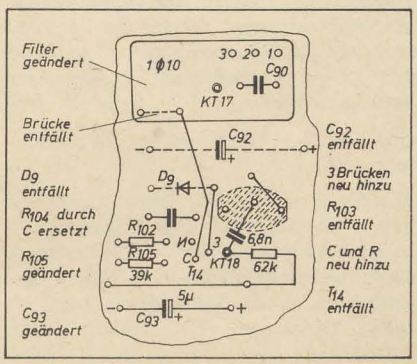
Das AFC-Filter 1 F 10, EDV-Nr. 2600241 wird nicht mehr geliefert, also muß das AFC-Filter vom Raduga 726, EDV-Nr. 2620832 eingesetzt werden.

Der Austausch erfordert

1. das Entfernen folgender Bauelemente aus der ZF-Platte:

Einstellregler	$1R_{103}$/4,7 kΩ
Widerstand	$1R_{104}$/2,7 kΩ
Widerstand	$1R_{105}$/51 kΩ
Kondensator	$1C_{92}$/5 µF
Kondensator	$1C_{93}$/1 µF
Diode	$1D_9$/D 814 B
Transistor	$1T_{14}$/KΠ 103 Λ

Brücke zwischen Anschlußpunkt 3 vom AFC-Filter und +24 V (unter Filterbecher) Filter 1F10 ausbauen
2. die Änderung folgender Bauelemente:
statt $1R_{104}$ jetzt C = 1 500 pF $^{+80}_{-20}$
$1R_{105}$ statt 51 kΩ jetzt 39 kΩ/0,125 W, 10 %
$1C_{93}$ statt 1 µF jetzt 5 µF ($1C_{92}$!)
R_{101} (im Einzelfall unter AFC-Filterkappe vorhanden) durch Brücke ersetzen
3. das Einlöten folgender neuer Brücken und Bauelemente:
Brücke zwischen Lötauge vom Gate (3) des Transistors KΠ 103 Λ und Lötauge von der Anode der Diode D_9
Brücke zwischen Einstellregler +24-V-Anschluß und Mittelkontakt (vormals Schleifer!)



Widerstand 62 kΩ/0,125 W von +24-V-Lötauge der Brücke (Leiterzug verläuft weiter zu R_{79}) zum Meßpunkt KT 18

Kondensator 6 800 pF $^{+80}_{-20}$ von Meßpunkt KT 18 nach Masse.

Die Lage der Bauelemente und Brükken zeigt mit Blick auf die Bestückungsseite die Skizze (Bauelemente symbolisch dargestellt).
Der Ausschnitt an der Lötfahne der Filterkappe ist für die hindurchführende Brücke ggf. zu vergrößern.

Abtastsysteme – Ersatz- und Austauschvarianten

Kennzeichnungsschlüssel für moderne Abtastsysteme

Die beiden ersten Buchstaben der Typenbezeichnung kennzeichnen das Wandlerprinzip bzw. Wandlermaterial.

Es bedeuten:

KS piezoelektrisches System, Wandler: Seignettesalz (Kristallsystem)
CS piezoelektrisches System, Wandler: Piezokeramik (Keramiksystem)
MS magnetisches System

Die folgenden Ziffern bezeichnen die Typenreihe.
Der 3. Buchstabe gibt den Anwendungsbereich der Abtastnadel an: N = Normalrille, S = Stereo; als 4. Buchstabe wird bei Bestückung mit einem Abtastdiamanten ein D angegeben. Fehlt dieser 4. Buchstabe, dann ist ein piezoelektrisches Abtastsystem mit einer Saphirabtastnadel bestückt. Magnetische Systeme sind grundsätzlich mit Diamantabtastnadeln bestückt.

Ältere Abtastsysteme

Die Typenbezeichnung älterer Abtastsysteme weicht von dem heute gebräuchlichen Kennzeichnungsschlüssel ab. In der Tafel sind daher die wichtigsten Typen einzeln aufgeführt.

Hinweise zum Einsatz von Ersatztypen

Der Austausch von Abtastsystemen durch Ersatztypen sollte grundsätzlich unter Beachtung der Qualitätsansprüche an das betreffende Laufwerk erfolgen. Ferner sind konstruktive Bedingungen zu berücksichtigen. Es ist z. B. nicht sinnvoll, eine Stereowiedergabeanlage mit eingebautem NF-Wiedergabeteil, die mit einem Stereokristallsystem bestückt ist, mit einem Entzerrerverstärker nachzurüsten und auf ein magnetisches Stereoabtastsystem umzustellen. Infolge von Fremdfeldeinstreuungen wäre nämlich mit einer erheblichen Qualitätsminderung zu rechnen.

Grundsätzlich ist folgendes zu beachten:

● Beim Austausch von Magnetsystemen gegen Piezosysteme und umgekehrt ist zu berücksichtigen, daß Magnetsysteme einen Anpassungsübertrager (ältere Geräte) bzw. einen Schneidkennlinienentzerrer benötigen. Bei Einsatz eines Piezosystems ist dieser zu überbrücken.

Abtastsysteme und deren Einsatz

System	Prinzip	Bemerkungen	im Gerät	Ersatz
TAMU 2	magnetisch	techn. veraltet		ohne
TAK 0159	Kristall	techn. veraltet		ohne
TAKU 0153	Kristall	techn. veraltet		ohne
TAKU 0157	Kristall	techn. veraltet		ohne
KSM 0161 N	Kristall	Normalrillen	P 10, P 12	KS 22 N
KSM 0161	Kristall	Mikrorillen, mono	P 10, P 12	KS 22 S SD
KSMU 0261	Kristall	umschaltbar Mikro Normalrille mono	P 10 P 12 P 13 P 14	KS 22 SD S mit Adapter
KSMU 0263	Kristall	umschaltbar Mikro Normalrille mono	P 10 P 12 P 13 P 14	KS 22 S SD mit Adapter
KSS 0160	Kristall	Stereosystem	(P 10 P 12)	KS 22 S SD
KSS 0162	Kristall	Stereosystem	(P 13 P 14)	KS 22 S SD
KSS 0163	Kristall	Stereosystem	P 20, Apart 06 Decent 06 Perfekt 06	KS 22 S SD KS 22 S SD KS 22 S SD
KSS 102	Kristall			KS 22 S SD
CS 21	piezokeramisch	Stereosystem		KS 22 S SD
KS 22 N	Kristall	Normalrillen		
KS 22 S	Kristall	Stereosystem		
KS 22 SD	Kristall	Stereosystem		
KS 23 S KS 23 SD	Kristall Kristall	Stereosystem mit ohne Keil	Rubin 23, Solid 23, Türkis 23, Combo 23	KS 231 S SD CS 24 S SD
KS 24 SD	piezokeramisch	Stereosystem	Türkis 24, Combo 24	KS 23 S SD KS 231 S SD
KS 231 S KS 231 SD	Kristall Kristall	Stereosystem mit ohne Keil	Türkis 23, Combo 23	KS 23 S SD CS 24 S SD
3 MU	magnetisch	umschaltbar Mikro Normalrille mono	P 10 P 12	Übertrager überbrücken, dann KS 22 S SD
4 M	magnetisch	Mikrorillen, mono	P 10 P 12 P 13 B 41 W 22	Übertrager überbrücken KS 22 S SD
5 MSD	magnetisch	Stereosystem mit Diamant	P 13 P 14 P 15	MS 15 SD, MS 16 SD, MS 17 SD
MS 15 SD	magnetisch	Stereosystem mit Diamant	Perfekt 15	MS 16 SD, MS 17 SD
MS 15 N	magnetisch	Normalrillen		Entzerrer überbrücken, KS 22 N
MS 16 SD	magnetisch	Stereosystem	Rubin 16, Türkis 16, Opal, Granat	MS 17 SD[2]
MS 17 SD	magnetisch	Stereosystem	Türkis 17	MS 16 SD
MS 25 SD	magnetisch	HiFi-System 1 2-Zoll	PA 225	(hochwertige NSW-Typen)[1]
MS 27 SD	magnetisch	HiFi-System 1 2-Zoll	PA 227	MS 25 SD (hochwertige NSW-Typen)[1]

[1]) Hinweis: in der DDR nicht handelsüblich!

[2]) Ersatz ist mit Qualitätseinbuße verbunden.

● Der im Gerät eingesetzte Tragarm muß die für das betreffende System geforderte Einstellung der Auflagekraft ermöglichen.

● Mit Normalrillensystemen nur 78er Normalrillenplatten abtasten! Mit Mikrorillensystemen nur Mikrorillenplatten abtasten! Die jetzt im Handel befindlichen Stereoplatten werden von diesen Systemen beschädigt! Dagegen ist die Abtastung älterer Normal- und Mikrorillenplatten mit modernen Stereosystemen ohne Nachteil für die Platte möglich. Man sollte jedoch für diese Zwecke ein gesondertes System verwenden, da der Abtaster bei wiederholtem Gebrauch für diese Zwecke einem anderen Abschliff (Verschleiß) unterliegt, der bei Wiederbenutzung auf Stereoplatten die Rillen beschädigt.

● Beim Austausch von Kristallsystemen gegen Piezosysteme ist zu beachten, daß von letzteren eine etwas geringere Ausgangsspannung abgegeben wird (Verstärkungsreserve des Wiedergabeteils beachten!).

● Ein Austausch von magnetischen Abtastsystemen der Typen MS 15 SD, MS 16 SD, MS 17 SD gegen die Spitzensysteme MS 25 SD, MS 27 SD ist nicht möglich, da außer konstruktiven Änderungen (1/2-Zoll-Befestigung) auch andere Eingangsimpedanzen des Entzererverstärkers erforderlich sind.

● Beim Austausch des HiFi-Systems MS 25 SD gegen Typen anderer Hersteller (Unitra, Supraphon, Shure, Philips, ADC, Pickering, Audio u. a.) sind die jeweiligen Herstellerangaben zu beachten. Es sind nicht alle Spitzenerzeugnisse einsetzbar, da die Eigenschaften nur unter Beachtung der spezifischen Anschlußbedingungen erreicht werden.

Integrierter Schwellspannungsschaltkreis A 302 D

Mitteilung aus dem Wirtschaftsbereich des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Der Schaltkreis arbeitet als ein von einer batteriespannungsproportionalen Schwellenspannung gesteuerter Schalter und ist für die Verschlußzeitensteuerung in elektronischen Kameras und ähnliche Anwendungen der industriellen Elektronik vorgesehen.

Abmessungen und Anschlußbelegung (s. Bild 1)

Gehäuse	DIL-Plastgehäuse
Bauform	21.2.1.1.4 nach TGL 26 713
Masse	≦ 0,5 g
Typstandard	TGL 32 537

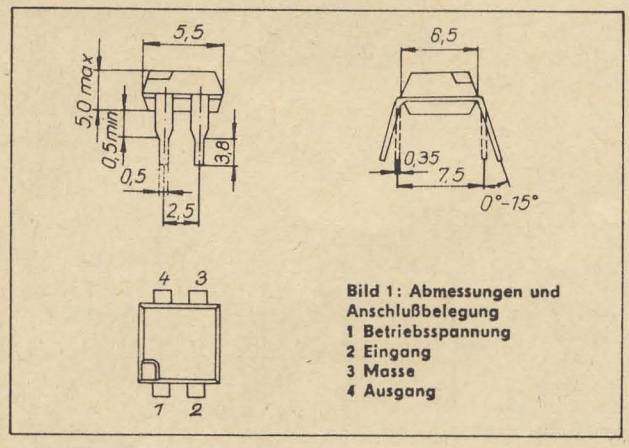


Bild 1: Abmessungen und Anschlußbelegung
1 Betriebsspannung
2 Eingang
3 Masse
4 Ausgang

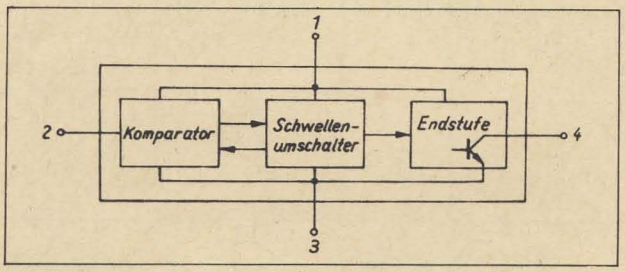


Bild 2: Blockschaltung

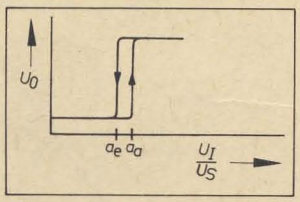


Bild 3: Übertragungsfunktion

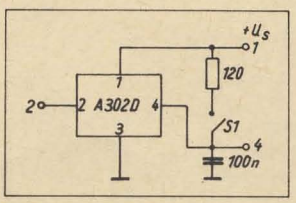


Bild 5: Meßschaltung

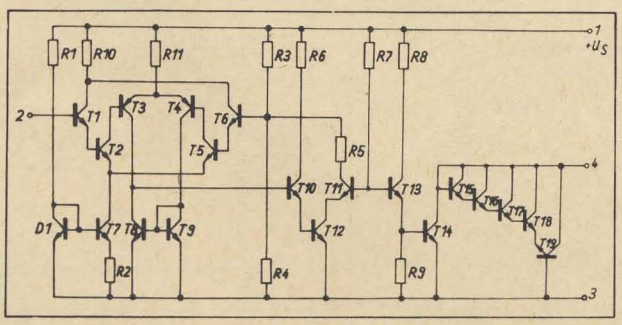


Bild 4: Innenschaltung

Grenzwerte, gültig für den Betriebstemperaturbereich

	min	max
Betriebsspannung U_S in V	2,3[1])	6,3
Eingangsstrom I_I in mA		1
Ausgangslaststrom I_{OL} in mA		60
Lastinduktivität L_L in H		2
verpolte Betriebsspannung U_S in V		
$R_L \geqq 100\ \Omega$		
$t \leqq 20$ min		−5
$t \leqq 10$ s		−6,3
Betriebstemperaturbereich[2]) ϑ_a in °C	−10	+55

Statische Kennwerte, gemessen bei $\vartheta_a = 25\ °C \pm 5\ K$

	min	typ	max
Betriebsstrom I_S in mA			
bei $U_S = 4$ V, $U_I = 0$ V,			
S_1 offen		2,7	5
Schaltpegel „I_0 aus" a_a[3])			
bei $R_L = 120\ \Omega$, $U_S = 4$ V,			
S_1 geschlossen	0,57	0,587	0,6
bei $R_L = 120\ \Omega$, $U_S = 2,3$			
bis 6 V, $\vartheta_a = -10$ bis			
+55 °C, S_1 geschlossen	0,559		0,612
Schaltpegel „I_0 ein" a_e[3])			
bei $R_L = 120\ \Omega$, $U_S = 4$ V,			
S_1 geschlossen	0,5	0,518	0,535
L-Eingangsstrom $-I_{IL}$ in nA			
bei $U_S = 4$ V, $U_{IL} = 0$ V,			
$R_L = 120\ \Omega$,			
S_1 geschlossen		1	25
H-Eingangsstrom I_{IH} in nA			
bei $U_S = 4$ V, $U_{IH} = 4$ V,			
$R_L = 120\ \Omega$,		3	25
relative Schaltpegeländerung			
$\frac{\Delta a_a}{a_a}$[4])			
bei $U_S = 2,3...6$ V,			
$R_L = 120\ \Omega$,			
$\vartheta_a = -10...+55$ °C			0,02
L-Ausgangsspannung U_{OL}			
in mV			
bei $U_S = 4$ V, $U_{IL} = 0$ V,			
$I_{OL} = 40$ mA, S_1 offen		225	300
Ausgangssperrstrom I_{OH}			
in µA			
bei $U_S = U_{IH} = U_{OH}$			
$= 6$ V, S_1 offen		1,5	100

Dynamische Kennwerte, gemessen bei $\vartheta_a = 25\ °C - 5\ K$, $U_S = 4$ V, $U_{IL} = 0$ V, $U_{IH} = 2,6$ V, Rechteckimpulse, $t_p = 10\ \mu s$, $t_p/T = 0,2$, $R_L = 120\ \Omega$, $Z_0 = 50\ \Omega$

	min	typ	max
Ausschaltverzögerungszeit t_{V1} in µs		1,3	
Einschaltverzögerungszeit t_{V2} in µs		0,9	
Anstiegszeit des Ausgangsimpulses			
t_r in ns		45	
Abfallzeit des Ausgangsimpulses			
t_f in ns		45	

[1]) bei Unterschreiten Funktion nicht gewährleistet
[2]) Die Schaltkreise sind im Betriebstemperaturbereich unter Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit der Kenngrößen für den vorgesehenen Anwendungsfall einsetzbar.
[3]) bezogen auf Betriebsspannung
[4]) a_a bei $U_S = 4$ V und $\vartheta_a = 25$ °C

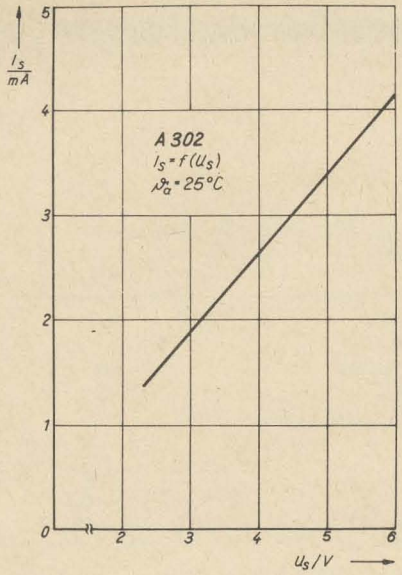


Bild 6

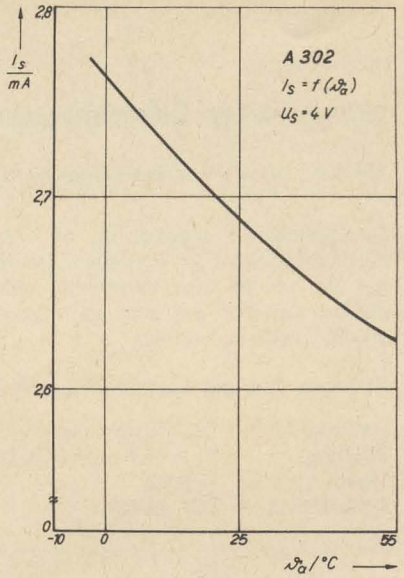


Bild 7

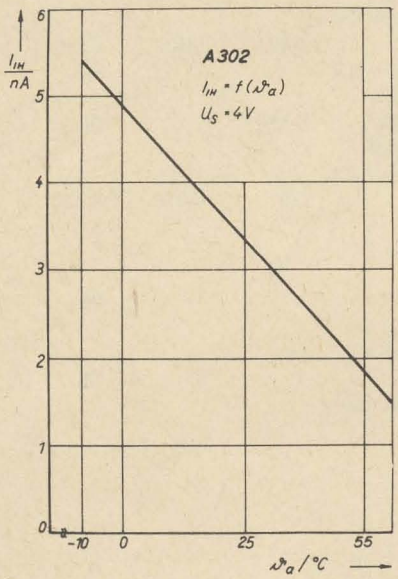


Bild 8

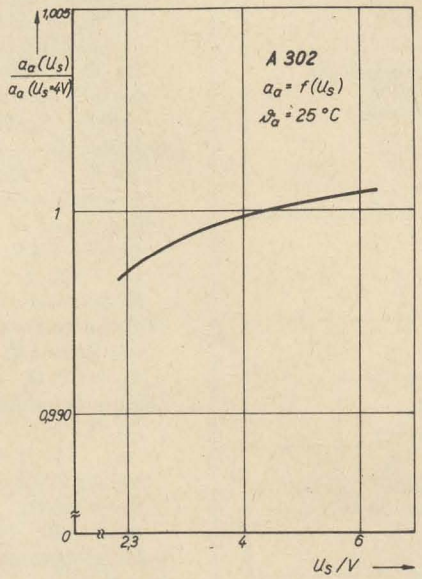


Bild 9

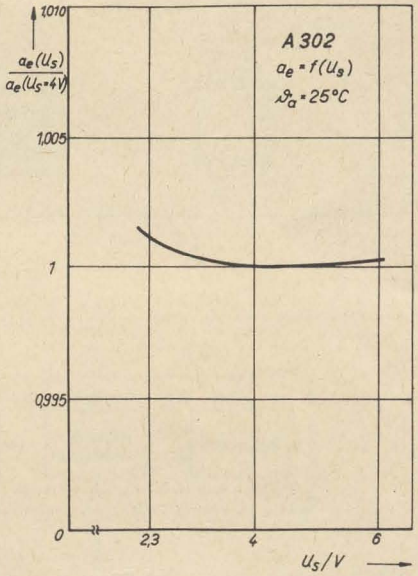


Bild 10

Bild 11

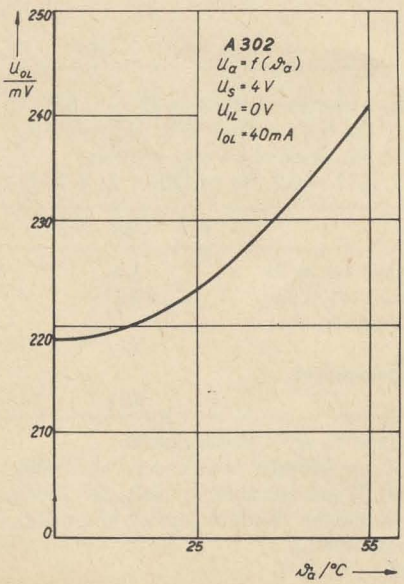


Bild 12

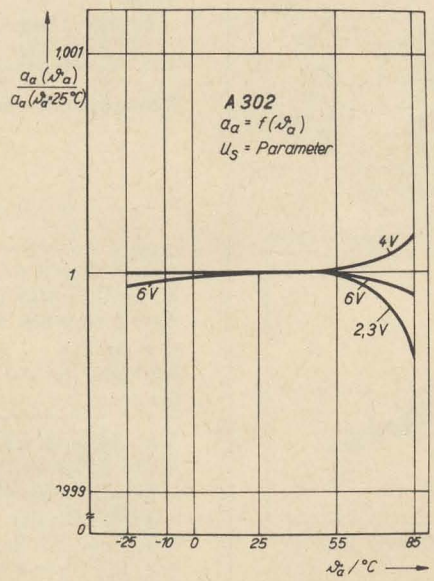
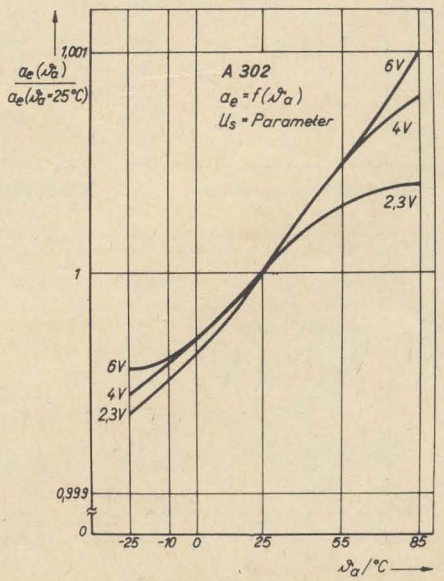


Bild 13



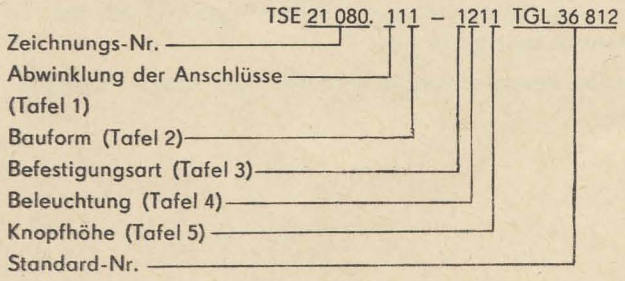
Korrekturen zu den Bauelementeinformationen 5 über Tastenschalter

Der VEB Kontaktbauelemente Luckenwalde bat uns um folgende wegen einiger technischer Änderungen während der Entwicklung notwendigen Korrekturhinweise zu den im Heft 11 (1979) S. 715 bis 717 veröffentlichten Bauelementeinformation 5 über Tastenschalter dieses Betriebes.

Tastenschalter TSE 15

Bezeichnungssystem

Bestellbeispiel: Tastenschalter mit Elastomerschaltsystem (TSE), Anschlüsse am Gehäuse abgewinkelt, liegende Anordnung, mit Haltebügel liegend A, mit Lichtemitterdiode (LED) grün leuchtend, für 7 mm Knopfhöhe.



Tafel 1

Schlüssel-Nr.	Abwinklung der Anschlüsse
0	ohne Abwinklung
1	am Gehäuse abgewinkelt

Tafel 2

Schlüssel-Nr.	Bauform
1	liegende Anordnung
2	stehende Anordnung

Tafel 3

Schlüssel-Nr.	Befestigungsart
0	ohne Haltebügel
1	Haltebügel liegend A
3	Haltebügel stehend

Tafel 4

Schlüssel-Nr.	Beleuchtung
0	ohne Beleuchtung
1	mit LED, rot leuchtend
2	mit LED, grün leuchtend
3	mit LED, gelb leuchtend

Tafel 5

Schlüssel-Nr.	Knopfhöhe
1	für 7 mm Knopfhöhe
2	für 13 mm Knopfhöhe

Weiterhin haben sich inzwischen folgende Kennwerte geändert bzw. sind folgende Kennwerte zu ergänzen.

Tastenschalter mit Schutzrohrkontakt TSS 17,5/TSS 19

Allgemeine Charakteristik TGL 34 716

Zeile 4: Befestigungsart: Montageplatte, d. h. Aufreihraster 17,5 mm und Schienensystem, d. h. 19 mm × 19 mm

Mechanische Kennwerte

Zeile 3: ohne Rastung 0,7...1,2 N

Elektrische Kennwerte

statt Schaltspannung max . . .:		RKR 1301	RKG 1302
Schaltspannung	$\frac{U_{s\,max}}{U_{s\,min}}$	$\frac{80\,V}{1\,mV}$	$\frac{70\,V}{1\,mV}$
Schaltstrom	$\frac{I_{s\,max}}{I_{s\,min}}$	$\frac{0{,}3\,A}{0{,}01\,mA}$	$\frac{0{,}2\,A}{0{,}001\,mA}$
Kontakt-widerstand		5 Ω	1 Ω

Änderung der Bestellbezeichnung TSA 17,5 und TSA 19

8. Stelle 0
9. Stelle Bauform: 3 für TSA 17,5
4 für TSA 19

Tastenschalter mit Hallelement TSH 19, TGL 36811

Elektrische Kennwerte

Ausgangsspannung im betätigten Zustand (H-Pegel)

zwischen den Anschlüssen 1 und 4; 2 und 4: $\geq$ 3,4 V
$U_{B\,Prüf} = 5{,}25\,V \pm 0{,}01\,V$
$I_{RL1} = I_{RL2} = 1...10\,mA$
zwischen den Anschlüssen 1 und 4; 2 und 4: $\geq$ 3,15 V
$U_{B\,Prüf} = 5\,V \pm 0{,}01\,V$
$I_{RL1} = I_{RL2} = 1...10\,mA$
zwischen den Anschlüssen 1 und 4; 2 und 4: $\geq$ 2,9 V
$U_{B\,Prüf} = 4{,}75\,V \pm 0{,}01\,V$
$I_{RL1} = I_{RL2} = 1...10\,mA$

Ausgangsspannung im unbetätigten Zustand (L-Pegel)

zwischen den Anschlüssen 1 und 4: $\leq$ 0,25 V, $U_{B\,Prüf} = 5{,}25\,V \pm 0{,}01\,V$
$R_{L1} = 25\,k\Omega$
zwischen den Anschlüssen 2 und 4: $\leq$ 0,25 V, $U_{B\,Prüf} = 5{,}25\,V \pm 0{,}01\,V$
$R_{L2} = 25\,k\Omega$

Tastenschalter TSG 20 TGL 37 813

Mechanische Kennwerte

Zeile 1: mittlere Lebensdauer 10^6 Schaltspiele
Zeile 3: Betätigungskraft 4 N

Elektrische Kennwerte

Schaltstrom	$\frac{I_{s\,max}}{I_{s\,min}}$	$\frac{10\,mA}{0{,}03\,mA}$
Schaltspannung	$\frac{U_{s\,max}}{U_{s\,min}}$	$\frac{15\,V}{0{,}4\,V}$

Taschenbuch Elektrotechnik in sechs Bänden

Herausgeber: Prof. Dr. sc. techn. Dr. techn. h. c. Eugen Philippow

Neuentwickeltes Nachschlagewerk der gesamten Elektrotechnik und ihrer Grenzgebiete. Für alle technisch-wissenschaftlich tätigen Fachleute in Forschung, Lehre, Entwicklung, Konstruktion und Produktion.

In konzentrierter Form werden grundsätzliche Begriffe und Beziehungen klar formuliert, systematisch und übersichtlich geordnet und durch technische Daten und Erfahrungswerte in Form von Tafeln, Diagrammen, Zeichnungen usw. ergänzt. Der Benutzer erhält damit exakte, leicht greifbare und rasch verwertbare Informationen und Unterlagen, die bei der Bearbeitung theoretischer und praktischer Aufgaben der Elektrotechnik benötigt werden.

Die Ausgabe in sechs Bänden gewährt große Handlichkeit. Die Gliederung entspricht auch künftigen Erfordernissen. Jeder Band im Format 14,7 cm × 21,5 cm, in Kunstleder gebunden.

Band 1: Allgemeine Grundlagen

Theoretische Grundlagen der Elektrotechnik · Mathematik und spezielle Rechenverfahren der Elektrotechnik · Elektrophysik · Maßsysteme, Einheiten · Elektrische Meßtechnik · Werkstoffe der Elektrotechnik.

1. Auflage 1976. 898 Seiten. Beim Verlag bereits vergriffen. 2., unveränderte Auflage in Vorbereitung für 1981.

Band 2: Grundlagen der Informationstechnik

Informations- und Kodierungstheorie · Bedienungstheorie · Zuverlässigkeitstheorie · Korrelationsanalyse · Systemtheorie · Theorie der automatischen Steuerung · Theorie der analogen Schaltungen · Theorie der digitalen Schaltungen · Empfindlichkeitsanalyse dynamischer Systeme · Theorie der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen · Grundlagen der Elektroakustik · Informationsaufnahme, -verarbeitung und -speicherung sowie Steuerungsprozesse in Lebewesen.

1. Auflage 1977. 864 Seiten, 612 Bilder, 141 Tafeln, 30,– M, Ausland 53,– M. Bestell-Nr. 552 357 7.

Band 3: Bauelemente und Bausteine der Informationstechnik

Fertigungstechnologien für Bauelemente und Geräte der Informationstechnik · Bauelemente der Informationstechnik · Elementarbausteine der Informationstechnik.

1. Auflage 1978. 952 Seiten, 1 184 Bilder, 214 Tafeln, 30,– M, Ausland 53,– M. Bestell-Nr. 552 597 8.

Band 4: Systeme der Informationstechnik

Leitungsgebundene Nachrichtentechnik · Funktechnik · Fernwirk- und Automatisierungstechnik · Funktionseinheiten der EDV · Analoge und hybride Informationsverarbeitungssysteme · Digitale Informationsverarbeitungssysteme.

1. Auflage 1979. 972 Seiten, 986 Bilder, 205 Tafeln, 30,– M, Ausland 53,– M. Bestell-Nr. 552 714 8.

Auslieferung durch den Buchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Steuergerät zur Laser-Satellitenentfernungsmessung

Dr. rer. nat. HARALD FISCHER

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Physik der Erde der Akademie der Wissenschaften der DDR

Die Satellitenbeobachtungsstation Potsdam des Zentralinstituts für Physik der Erde führt seit 1974 Laser-Entfernungsmessungen zu reflektortragenden Satelliten durch. In den ersten Jahren standen die Erhöhung der Reichweite und eine weitere Automatisierung bei visueller Beobachtung im Vordergrund. Ein entscheidender Schritt zur Vollautomatisierung war die Einführung der automatischen Bahnverfolgung mit Hilfe der Rechnersteuerung. Im folgenden wird das zentrale Steuergerät für die automatische Bahnverfolgung beschrieben.

Moderne Laser-Entfernungsmeßeinrichtungen zu reflektortragenden Satelliten zeichnen sich durch eine große relative Genauigkeit (einige Zentimeter bei mehreren tausend Kilometern) und einen hohen Automatisierungsgrad der Beobachtungstechnik aus. Für einen kontinuierlichen Meßbetrieb und eine mögliche Ausnutzung weltweiter simultaner Messungen macht sich eine automatische Nachführung von Sender und Empfänger erforderlich, so daß auch Durchgänge am Tage oder bei Abschattung durch die Erde genutzt werden können. Von der Güte der Nachführung hängt die Größe des Öffnungswinkels des Laser-Sendestrahlenbündels und damit bei vorgegebener Laserleistung auch die maximal erreichbare Entfernung ab.

In Potsdam ist seit 1974 eine Laserradaranlage im Einsatz, die aus dem Grundgerät für fotografische Satellitenbeobachtung SBG (Satellitenbeobachtungsgerät) vom VEB Carl Zeiss JENA hervorgegangen ist. Diese Anlage wurde nunmehr auf automatischen Betrieb umgestellt. Hierzu zählen folgende Hauptfunktionen:

- automatische Nachführung in Bahnrichtung (σ-Achse)
- automatische Korrektur senkrecht zur Bahnrichtung (δ-Achse)
- Bereitstellung der Torzeit für den Zeitintervallmesser zur Laufzeitermittlung des Laserimpulses.

Der Antrieb der Achsen erfolgt mit Hilfe von Schrittmotoren über stark untersetzte Getriebe. Das SBG besitzt insgesamt vier Achsen. Die beiden ersten Achsen werden vor Beginn einer Messung so geklemmt, daß die Satellitenbahn durch einen Kleinkreis approximiert werden kann. Die Erzeugung der sich entsprechend der Satellitenbewegung am Himmel ändernden Impulsfolge für den σ- und δ-Antrieb sowie die Ableitung der Toröffnungszeiten entsprechend der Momentanentfernung des Satelliten zur Station erfolgt in einem gesonderten Steuergerät, das im folgenden näher beschrieben werden soll. Dabei werden aus den aktuellen Bahndaten des zu beobachtenden Satelliten die zugehörigen Steuerbefehle berechnet und im On-line-Verfahren über ein angepaßtes Interface dem Steuergerät zugeführt. Die Ausgabe der Daten erfolgt durch Aufruf eines gesonderten Unterprogrammes. Als Rechner wird z. Z. der ungarische Tischrechner EMG 666 benutzt.

Antrieb der σ-Achse und getaktete Steuerung

Sowohl für den Antrieb der beiden Teleskopachsen als auch zur Torsteuerung werden im Prinzip gleiche Grundbausteine benutzt. Hierzu gehören ein Dezimalzähler mit vier Dekaden und zuschaltbaren Teilern, ein Speicherbaustein (VDFF vom Zentrum für wissenschaftlichen Gerätebau der AdW der DDR), ein Komparator (Ä 16 vom Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf) und entsprechende Steuerplatinen. Für die Erzeugung der Treiberimpulsfolge des σ-Antriebes werden entsprechend Bild 1 Zähler, Komparator und Speicher als voreinstellbarer Teiler betrieben. Die Ausgangsfrequenz beträgt 1 MHz.

In der laufenden Minute vor Meßbeginn wird das Starttor für den Minutenimpuls vom elektronischen Zeitdienst des Zentralinstituts für Physik der Erde in Bereitschaft versetzt. Die zeitsignifikante Flanke des folgenden Minutenimpulses öffnet sowohl das Tor σ für die Grundfrequenz von 1 MHz als auch das Tor für den Übernahmetakt der phasenstarr mit dem Minutenimpuls gekoppelten 1-Hz-Zeitsignale.

Am Speicher σ und der Dekodierschaltung liegen die Informationen D_0 bis D_{19} vom Rechnerinterface an. D_{16} bis D_{19} beinhalten die Befehle für die durchzuführende Operation, D_0 bis D_{15} geben die Größe der zugehörigen Änderung an. In D_{16} bis D_{19} ist beispielsweise verschlüsselt, ob mit dem nächsten Taktimpuls σ, δ oder die Torzeit geändert werden soll bzw. in welcher Richtung die Änderung erfolgen muß. Aus dem Befehl zur Übernahme der neuen Torzeit wird zusätzlich ein Befehl zum Zünden des Lasers abgeleitet. Der Taktimpulsabstand beträgt z. Z. 2 s, so daß alle 6 s jeweils σ, δ oder die Torzeit aktualisiert werden. Nach jeweils 2 s bekommt der Rechner

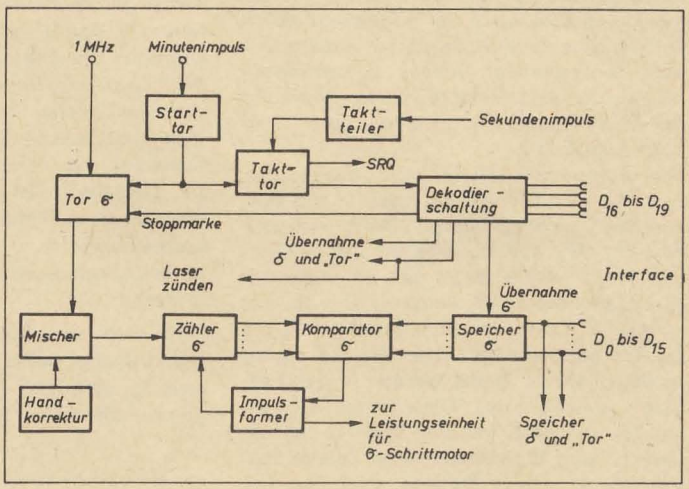


Bild 1: Ableitung der Teilerimpulsfolge für den σ-Antrieb und zentrale Steuerung

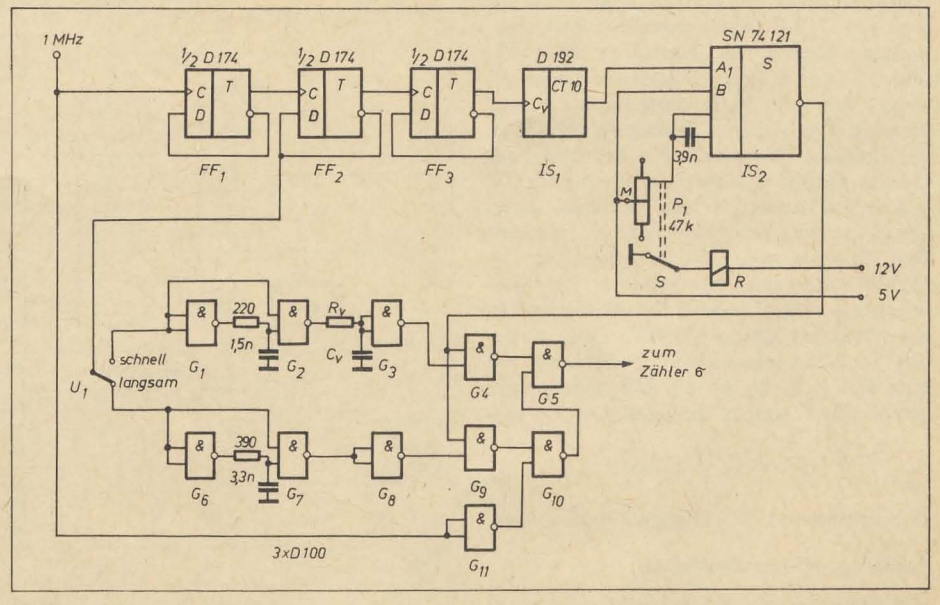


Bild 2: σ-Handkorrektur zur visuellen Nachführung

einen SRQ-Befehl zum Berechnen der nächsten Daten. Nachdem er die Daten berechnet und im Handshake-Betrieb ausgegeben hat, verbleibt er in Warteposition bis zum nächsten SRQ-Befehl. Am Schluß der Beobachtung wird eine Marke zum Stillstand des σ-Motors ausgegeben.

Ohne Handkorrektur gelangt die Grundfrequenz unverändert auf den Zähler σ. Wenn der Zähler einen Stand erreicht hat, der dem Inhalt des Speichers σ entspricht, wird über den bitweisen Vergleich im Komparator σ ein Impuls abgeleitet, der den Zähler auf Null stellt und außerdem zur Ansteuerung der Leistungseinheit für den σ-Schrittmotor dient. Die Schrittmotorfrequenz ist damit der Quotient aus Grundfrequenz und gespeichertem Teilungsfaktor und ändert sich bei jeder Übernahme eines neuen Wertes D_{16} bis D_{19} in den Speicher.

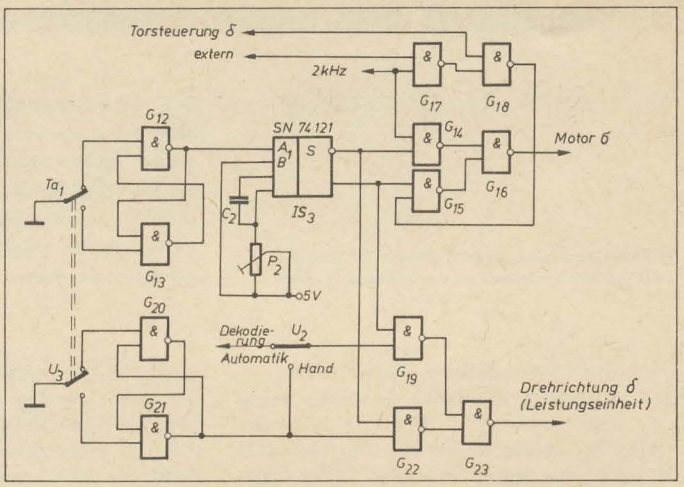


Bild 3: δ-Handkorrektur zur visuellen Nachführung

Handkorrektur für den σ-Antrieb

Auf die Möglichkeit einer visuellen Nachführung kann auch in Zukunft nicht verzichtet werden. Diese Beobachtungsweise wird u. a. notwendig, wenn keine aktuellen Bahndaten zur Verfügung stehen bzw. in das Programm neu aufzunehmende oder sehr weit entfernt fliegende Reflektorsatelliten, wie z. B. LAGEOS (mittlere Entfernung 6 000 km, Durchmesser 60 cm) mit sehr kleiner Empfangsenergie beobachtet werden sollen. Hierfür muß σ um kleine Beträge geändert werden können. Da mit der gewählten Erzeugung der σ-Frequenz durch Teilung eine entsprechende Feinstruktur mit dem Teilungsfaktor schwer zu realisieren ist, wurde eine entsprechende Änderung der Grundfrequenz vorgesehen. Die Schaltung zeigt Bild 2.

Die Frequenzänderung wird durch Ein- bzw. Ausblenden von Impulsen in die bzw. von der Grundimpulsfolge 1 MHz realisiert. FF_1, FF_2, FF_3 und IS_1 arbeiten als Zeitdehner. Nach jeweils 80 μs gibt der monostabile Multivibrator IS_2 einen Impuls ab, der je nach Stellung des Schiebestellers P_1 die als Tor geschalteten Gatter G_4 und G_9 bis zu 80 μs öffnet. Damit werden in der Stellung „schnell" des Umschalters U_1 mit G_1, G_2 geformte Impulse über G_5 in die Lücken der Grundimpulsfolge eingeblendet, die in dieser Stellung auch G_{10} frei passieren kann. R_V und C_V sorgen zusammen mit G_3 für die erforderliche Zeitverzögerung. Wegen der Vorteilung über FF_1 und FF_2 wird jeweils in die vierte Lücke ein Impuls ein- bzw. jeder vierte Impuls ausgeblendet. Die Impulsausblendung erfolgt in der Stellung „langsam". Hierbei wird über G_9 das Gatter G_{10} durch einen in G_6, G_7 geformten Impuls für die Zeitdauer eines Impulses der Grundimpulsfolge gesperrt. Der Schiebesteller P_1 befindet sich im Handschalter des Beobachters. Die Umschaltung erfolgt jeweils bei Überschreiten der Mittenanzapfung mit Hilfe eines weiteren Schleifkontaktes S in Verbindung mit dem Relais R. U_1 ist ein Umschaltkontakt von R. Die Frequenz kann somit im Bereich

$$1{,}25\,\% \leqq \frac{\Delta f}{f} \leqq 25\,\%$$

in Schritten von 12,5 kHz geändert werden.

δ-Antrieb mit Handkorrektur

Der Antrieb senkrecht zur Bahnrichtung erfolgt diskontinuierlich in Form von Korrekturspringen. Hierbei arbeitet die Kombination Zähler, Komparator, Speicher als Impulsgeber. Der Übernahmeimpuls für δ schreibt die Information D_0 bis D_{15} in den Speicher δ ein (s. auch Gesamtblockschaltung Bild 4) und öffnet das Tor δ, über das Impulse mit einer Folgefrequenz von 2 kHz auf den Zähler δ gelangen können. Bei Bitgleichheit von Zähler und Speicher liefert der Komparator δ einen Impuls, der das Tor δ wieder schließt und den Zähler auf Null stellt. Die auf den Zähler gelangten Impulse steuern gleichzeitig die Leistungseinheit für den δ-Antrieb. Die Impulsfolgefrequenz wurde so groß gewählt, daß einerseits die erforderliche Winkelkorrektur über den gesamten Bahnbogen in ausreichendem Maße realisiert werden kann, aber andererseits der δ-Motor noch mit Sicherheit aus dem Stand anläuft. In dieser Betriebsart ist die in den Speicher übernommene Ziffer gleich der Zahl der Korrekturimpulse. Auch für δ ist bei visueller Beobachtung eine Handeinblendung erforderlich.

Dazu wird nach Bild 3 für eine mit P_2 gewählte Dauer bei jeder Betätigung des Tasters Ta_1 eine feste Anzahl von Korrekturimpulsen mit einer Folgefrequenz von 2 kHz eingeblendet. Bild 3 zeigt die dazugehörige Steuerlogik. In der Stellung „Automatik" des Umschalters U_2 wird die Drehrichtung des δ-Motors aus der Dekodierung der Eingangsinformationen D_{16} bis D_{19} abgeleitet, da über den Ausgang $\overline{Q}$ des integrierten Monoflops IS_3 das Gatter G_{22} gesperrt wird. An G_{19} dagegen liegt über den Q-Ausgang von IS_3 einseitig L-Potential, so daß die L- bzw. H-Potentiale von der Dekodierschaltung bis zum Ausgang von G_{23} durchgeschaltet werden. Andererseits können bei H-Potential der Torsteuerung δ über G_{18}, G_{15} und G_{16} die über G_{17} eingespeisten Steuerimpulse der 2-kHz-Impulsquelle oder eines externen Generators auf den δ-Motor gelangen. Bei Betätigung des Tasters Ta_1 im Handschalter des Beobachters gibt IS_3 einen Auftastimpuls ab, wodurch während der mit P_2, C_2 eingestellten Zeit über G_{14} und G_{16} Impulse auf den δ-Motor gelangen. G_{15} ist für diese Zeit gesperrt. Am Ausgang von G_{19} liegt für die Dauer der Handkorrektur H-Potential, so daß die Drehrichtung durch die Stellung des Umschalters U_3 bei ebenfalls geöffnetem G_{22} bestimmt wird. U_3 und Ta_1 sind über eine Relaisschaltung so kombiniert, daß bei Betätigen eines Tasters „δ vorwärts" oder eines zweiten „δ rückwärts" jeweils eine Korrekturgruppe mit der

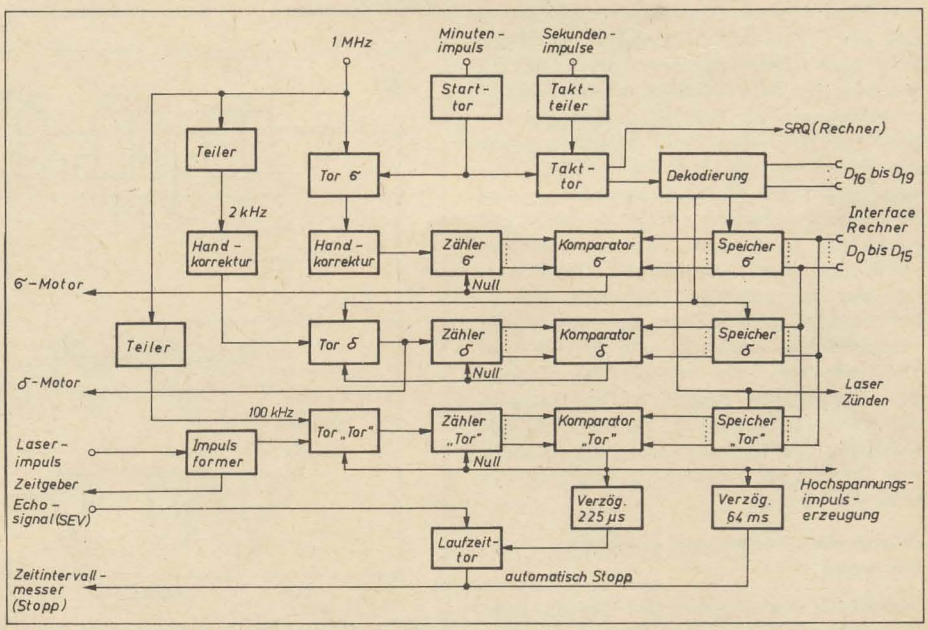


Bild 4: Gesamtblockschaltbild des zentralen Steuergerätes zur automatischen Schrittmotor- und Tornachführung

gewählten Drehrichtung zum δ-Motor gelangt.

In der Stellung „Hand" des Umschalters U_2 wird die Drehrichtung ebenfalls durch U_3 festgelegt. In dieser Betriebsweise kann das Teleskop per Hand positioniert werden. Hierfür wird das Tor δ ständig geöffnet. Über den Eingang „extern" von G_{17} gelangt nunmehr kontinuierlich eine von einem spannungsgesteuerten Generator erzeugte, stark variierbare Impulsfolge umschaltbar auf den δ- oder σ-Motor. Die maximale Drehgeschwindigkeit liegt bei 24 mrad/s. Das entspricht einer maximalen Impulsfolge von 10 kHz am Schrittmotor.

Torsteuerung

Um ein vorzeitiges Stoppen des Zeitintervallmessers durch einen Störimpuls des Empfängers (SEV) auszuschließen, sollte auch die Bereitschaftszeit so klein wie möglich gehalten werden (etwa 10...100 μs). Das wiederum setzt eine sehr genaue Tornachführung voraus, die in unserem Fall vom Tischrechner mit Hilfe der vorher bekannten Bahndaten des zu beobachtenden Satelliten berechnet und als Zeitverzögerung in 10-μs-Einheiten dem Interface mitgeteilt wird.

In der Betriebsweise Torsteuerung arbeitet die Kombination Zähler, Komparator und Speicher als Zeitgeber (s. auch Bild 4). Mit Erscheinen des Befehls „Tor" werden die Informationen D_0 bis D_{15} in den Speicher „Tor" übernommen. Gleichzeitig erfolgt damit die Zündung des Lasers. Mit Hilfe einer schnellen Fotodiode werden aus dem Sendeimpuls des Lasers (Halbwertsbreite etwa 20 ns) der Startimpuls für den Zeitintervallmesser, ein Auslöseimpuls zur Registrierung der Sendezeit und der Startimpuls für den bereits erwähnten Zeitgeber abgeleitet. Dieser Impuls öffnet das Tor „Tor", so daß ein aus der Grundfrequenz abgeleitetes 100-kHz-Signal auf den Zähler „Tor" gelangen kann. Bei Bitgleichheit von Zähler und Speicher liefert der Komparator einen Impuls, der den Zähler wieder stoppt und auf Null stellt. Dieser Impuls ist gegenüber dem Startimpuls der Fotodiode um den mit 10 μs multiplizierten Speicherinhalt verzögert. Er bewirkt das Aufschalten der Versorgungsspannung des SEV von etwa 1 000 V auf 2 000 V[1]) und nach einer festen Verzögerung von 225 μs das Öffnen des Tores für den Stoppkanal des Zeitintervallmessers. Die Verzögerung ist notwendig, weil sonst die Flanke des Aufschaltimpulses das Stoppen des Zeitintervallmessers bewirken könnte, da die Anode des SEV auf hohem Potential liegt. Wenn innerhalb der Tor-offen-Zeit kein Echo- oder Störimpuls auf den Zeitintervallmesser gelangt ist, wird er nach etwa 64 ms automatisch gestoppt.

Praktische Erprobung

Den Gestelleinschub des beschriebenen Gerätes zeigt Bild 5. Als Versuchsaufbau befindet es sich seit Frühjahr 1979 im regulären Beobachtungsdienst. In der ersten Phase der Erprobung wurden die Eingangsinformationen D_0 bis D_{19} von einem Lochbandleser geliefert, so daß für jeden geplanten Durchgang zunächst die Anfertigung eines entsprechenden Lochstreifens erforderlich war.

[1]) Der bei der Rubinwellenlänge (694,3 nm) noch hochempfindliche SEV-Typ C 31 034 mit GaAs-Katode darf nur mit einem sehr kleinen mittleren Anodenstrom $\leqq 10^{-7}$ A betrieben werden und arbeitet daher mit aufgepulster Versorgungsspannung.

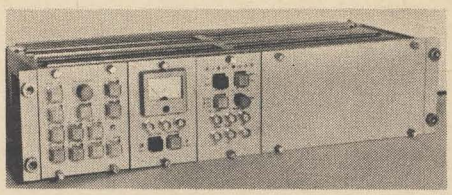


Bild 5: Zentrales Steuergerät zur automatischen Schrittmotor- und Tornachführung
Foto: W. Wawra

Mit Einführung der automatischen Bahnverfolgung konnte gegenüber der visuellen Anzielung die Zahl der erfolgreichen Treffer wesentlich erhöht werden. Daneben werden nunmehr auch Tages- und Erdschattenmessungen durchgeführt.

Als Schrittmotoren werden solche vom Typ IPS 5 vom VEB Carl Zeiss JENA mit den dazugehörigen Ansteuereinheiten benutzt. Bei den erforderlichen Getrieben für den Achsantrieb handelt es sich um Spezialanfertigungen. In Bahnrichtung (σ) entsprechen einem Schritt des zugehörigen Motors etwa 0,5″ und senkrecht dazu (δ) 0,03″.

Neben den bereits beschriebenen Baugruppen befinden sich im endgültigen Steuergerät noch weitere Funktionseinheiten wie der Startdiskriminator für den Zeitintervallmesser, Energiemeßeinrichtungen für das Sende- und Empfangssignal und eine Relaissteuerung zur gleichzeitigen Bedienung über den Handschalter des Beobachters oder von der Meßkabine unterhalb der Teleskopplattform aus.

Analogschalter und -multiplexer mit MOSFET

Dr.-Ing. HANS KRAUSE und
Dipl.-Ing. DIETMAR JONAS

Mitteilung aus der Ingenieurhochschule Mittweida, Sektion Informationselektronik

Im vorliegenden Beitrag werden das statische und dynamische Verhalten eines Serienschalters und eines Serien-Parallelschalters mit MOSFET gegenübergestellt. Mit dem Analogschalter ist es möglich, sowohl langsam veränderliche Analogsignale als auch Spannungen, deren Frequenz größer ist als die Taktfrequenz des Schalters, sicher ein- und auszuschalten.

Einen Serienschalter mit einem p-Kanal-MOSFET vom Anreicherungstyp SMY 52 zeigt Bild 1. Die dazugehörige Ersatzschaltung ist im Bild 2 dargestellt. Da die Schalteigenschaften des Analogschalters wesentlich durch die Kenndaten des MOSFET bestimmt werden, sollen diese im folgenden etwas näher betrachtet werden.

Eigenschaften des MOSFET

Auf Grund des annähernd symmetrischen Aufbaues läßt sich der MOSFET im Normal- und Inversbetrieb einsetzen.
Bild 3 zeigt die Eingangskennlinie, Bild 4 die Ausgangskennlinien eines SMY 52.
Der Drain-Source-Widerstand R_{DS} kann mit der Gate-Source-Spannung U_{GS} zwischen

$$R_{DS} = R_{off} \approx 10^{10}\,\Omega \text{ bei } U_{GS} = 0\,V$$

und

$$R_{DS} = R_{on} \approx 30\,\Omega \text{ bei } -U_{GS} = 20\,V$$

gesteuert werden (Bild 5). Im Betrieb dürfen die Grenzwerte des MOSFET nicht überschritten werden.

Serienschalter

Statisches Verhalten

Bei dem im Bild 1 gezeigten Serienschalter ist die Gate-Source-Spannung U_{GS} außer von der Gatespannung U_G auch von der Ausgangsspannung U_A und somit von der Eingangsspannung U_E abhängig. Die hieraus resultierende Abhängigkeit des Drain-Source-Widerstandes ist in den Bildern 6 und 7 dargestellt. Es ist ersichtlich, daß der Drain-Source-Widerstand um so kleiner wird, je positiver die Eingangsspannung U_E ist.
Bei positiven Eingangsspannungen (Inversbetrieb) ist darauf zu achten, daß der pn-Übergang zwischen Source und Bulk (s. Bild 8) nicht leitend wird. Legt man an den separaten Bulkanschluß eine positive Bulkspannung U_B, die größer als die positivste Eingangsspannung ist, dann bleibt dieser pn-Übergang auch im Inversbetrieb gesperrt. Für den leitenden MOSFET gilt $U_{DS} \approx 0\,V$ und damit $U_{DB} \approx U_{SB}$, d. h. $U_E \approx U_A$. Hiermit ergibt sich nach Bild 1

$$U_E = U_{SB} + U_B$$

mit

$$-15\,V < U_{SB} < 0{,}3\,V$$

Mit einer Bulkspannung von z. B. $U_B = +9\,V$ ergibt sich für die zulässige positive Eingangsspannung

$$U_{E+} = +0{,}3\,V + 9\,V = 9{,}3\,V$$

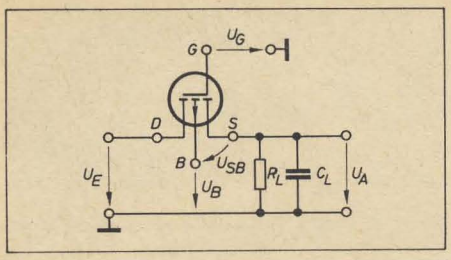
und für die zulässige negative Eingangsspannung

$$U_{E-} = -15\,V + 9\,V = -6\,V$$

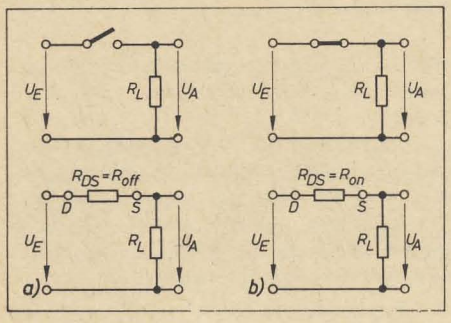
Mit diesen Werten folgt aus Bild 1 für die zulässige Gatespannung

$$U_G = U_{GB} + U_B$$

$$U_G = -31\,V + 9\,V = -22\,V$$



◀Bild 1: MOSFET SMY 52 als Serienschalter



◀Bild 2: Ersatzschaltung zu Bild 1.
a) Aus-Zustand;
b) Ein-Zustand

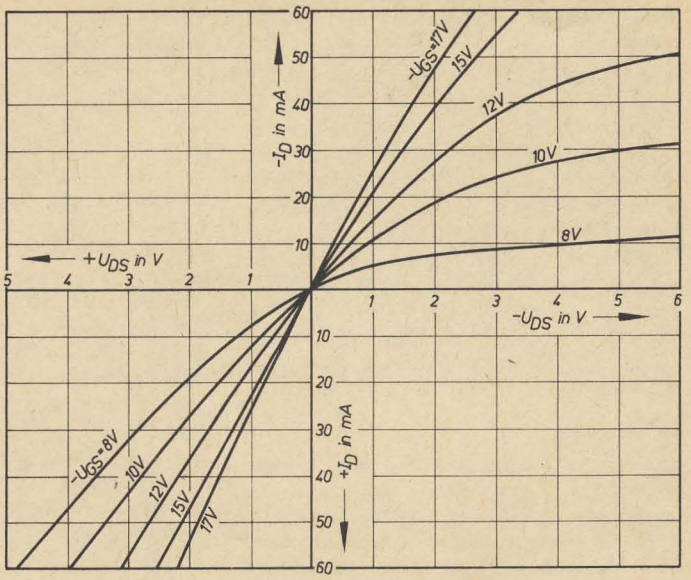


Bild 4: Ausgangskennlinien des SMY 52 im Normal und Inversbetrieb; Bulkspannung $U_B = +9$ V ▶

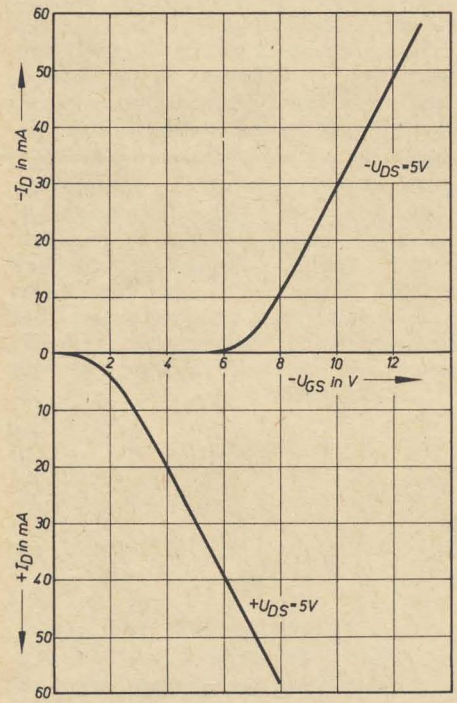


Bild 3: Eingangskennlinie des SMY 52 im Normal- und Inversbetrieb; Bulkspannung U_B +9 V

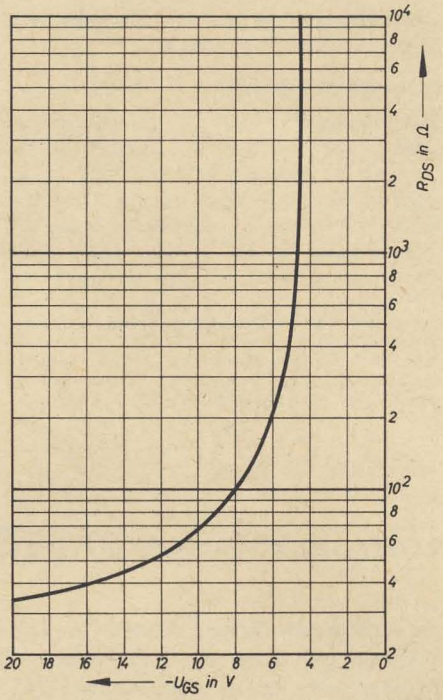


Bild 5: Drain-Source-Widerstand R_{DS} als Funktion der Gate-Source-Spannung U_{GS} für den SMY 52; $-U_{DS}$ = 100 mV

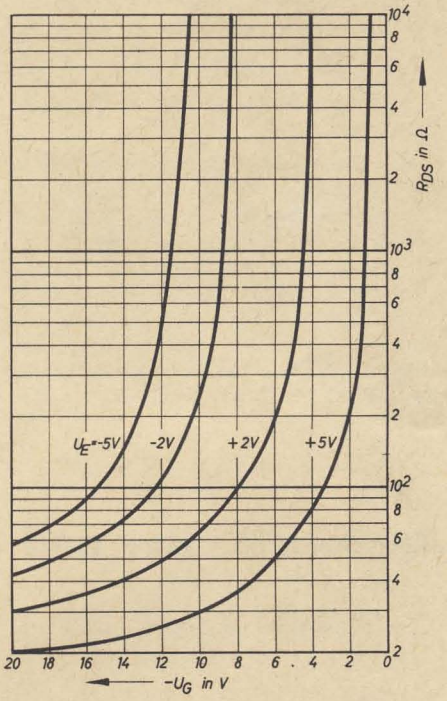


Bild 6: Drain-Source-Widerstand R_{DS} als Funktion der Gatespannung U_G mit der Eingangsspannung U_E als Parameter für den SMY 52; Bulkspannung U_B = +9 V

Zur Ermittlung des Lastwiderstandes R_L (Bild 1) wird eine Eingangsspannung von $U_E = \pm 5$ V angenommen und ein maximaler Spannungsabfall von 1 mV über der Drain-Source-Strecke des leitenden MOSFET zugelassen. Für den Ein-Zustand gilt nach Bild 2b

$$\frac{U_A}{U_E} = \frac{R_L}{R_{on} + R_L}$$

Mit $R_{on} = 70\,\Omega$ bei $U_E = -5$ V (Bild 7) folgt

$$R_{L\,min} = R_{on}\,\frac{U_A}{U_E - U_A}$$

$$= 70\,\Omega\,\frac{4{,}999\,\text{V}}{5\,\text{V} - 4{,}999\,\text{V}} \approx 350\,\text{k}\Omega$$

$$R_L \geqq 350\,\text{k}\Omega$$

Wenn im Aus-Zustand über R_L maximal 1 mV liegen darf, folgt mit $R_{off} = 10^{10}\,\Omega$

$$R_{L\,max} = R_{off}\,\frac{U_A}{U_E - U_A}$$

$$= 10^{10}\Omega\,\frac{1\,\text{mV}}{5\,\text{V} - 1\,\text{mV}} \approx 2\,\text{M}\Omega$$

$$R_L \leqq 2\,\text{M}\Omega$$

Der optimale Wert für R_L beträgt $R_L = 820\,\text{k}\Omega$.
Damit dieser Lastwiderstand durch zusätzliche Belastung nicht verringert wird, ist es zweckmäßig, einen Operationsverstärker als Spannungsfolger nachzuschalten.

Dynamisches Verhalten

Wird der Serienschalter (Bild 1) am Gate mit negativen Impulsen ($-U_G = 17$ V) angesteuert, so ergeben sich bei negativen Eingangsspannungen (Normalbetrieb) am Ausgang die Oszillogramme im Bild 9a.

Während beim Einschalten eine relativ steile Flanke vorhanden ist, wird die Aus-

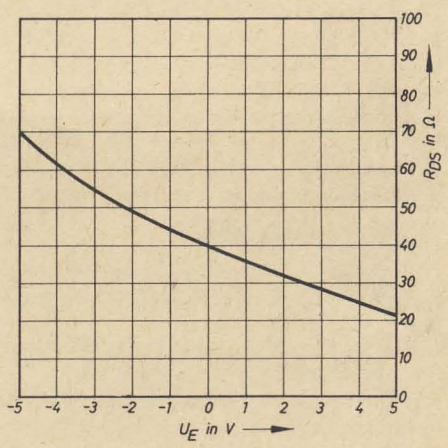


Bild 7: Drain-Source-Widerstand R_{DS} als Funktion der Eingangsspannung U_E für den SMY 52; Bulkspannung $U_B = +9$ V; $-U_G = 17$ V

schaltflanke stark verschliffen. Die relativ große Ausschaltzeitkonstante ergibt sich aus der Lastkapazität C_L, die sich aus Leitungskapazität und Eingangskapazität der nachfolgenden Stufe zusammensetzt, und dem hochohmigen Lastwiderstand R_L.

Bei einer Eingangsspannung von $U_E = 0$ V traten die größten positiven Störspitzen (etwa 0,3 V) auf.

Werden positive Eingangsspannungen angelegt (Inversbetrieb), dann ergeben sich am Ausgang die unter Bild 9b gezeigten Oszillogramme. Wie zu erkennen ist, treten auch in diesem Fall positive Störspitzen auf. Die Ausschaltflanken sind ebenfalls durch die große Entladezeitkonstante verschliffen.

Serien-Parallelschalter

Das Schaltverhalten des Analogschalters läßt sich bezüglich Störspitzen und Steilheit der Ausschaltflanke wesentlich verbessern, wenn man den im Bild 10 dargestellten Serien-Parallelschalter verwendet. Die dazugehörige Ersatzschaltung zeigt Bild 11.

Mit dem einfachen Serienschalter (Bild 1) wurden Einschaltzeiten von etwa 10 µs und Ausschaltzeiten von etwa 2 ms gemessen. Durch Nachschalten einer IS A 109 als Spannungsfolger konnte die Ausschaltzeit durch Verringerung der kapazitiven Belastung des MOSFET auf etwa 750 µs verbessert werden. Die Einschaltzeit wird hierbei jedoch durch die Anstiegszeit des Operationsverstärkers bestimmt, sie betrug etwa 200 µs.

Mit dem Serien-Parallelschalter hingegen wurden Ein- und Ausschaltzeiten von etwa 10 µs gemessen. Wie aus den Oszillogrammen im Bild 12 zu erkennen ist, werden mit dem Serien-Parallelschalter auch die Störspitzen beseitigt.

Das bessere dynamische Verhalten wird dadurch erreicht, daß im Aus-Zustand der Ausgang zusätzlich vom Transistor T_3 kurzgeschlossen wird. Der Transistor T_2 arbeitet als Inverter. Damit wird gewährleistet, daß T_3 leitend ist, wenn T_1 sperrt und umgekehrt.

Durch Einfügen des Transistors T_3 kann sich im Aus-Zustand des Schalters die Lastkapazität über den leitenden Transistor T_3 entladen, was zu einer wesentlichen Verringerung der Ausschaltzeitkonstante führt.

Der 100-Ω-Widerstand dient zur Begrenzung des maximalen Entladestromes.

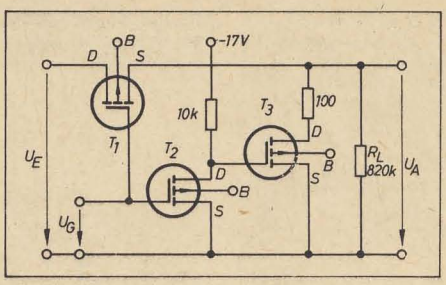


Bild 10: Serien-Parallelschalter mit MOSFET

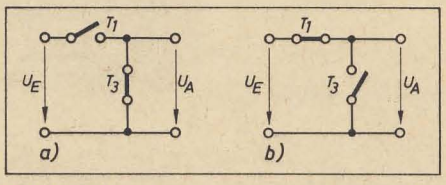


Bild 11: Ersatzschaltung des Serien-Parallelschalters. a) Aus-Zustand; b) Ein-Zustand

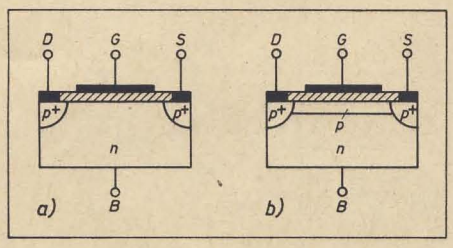
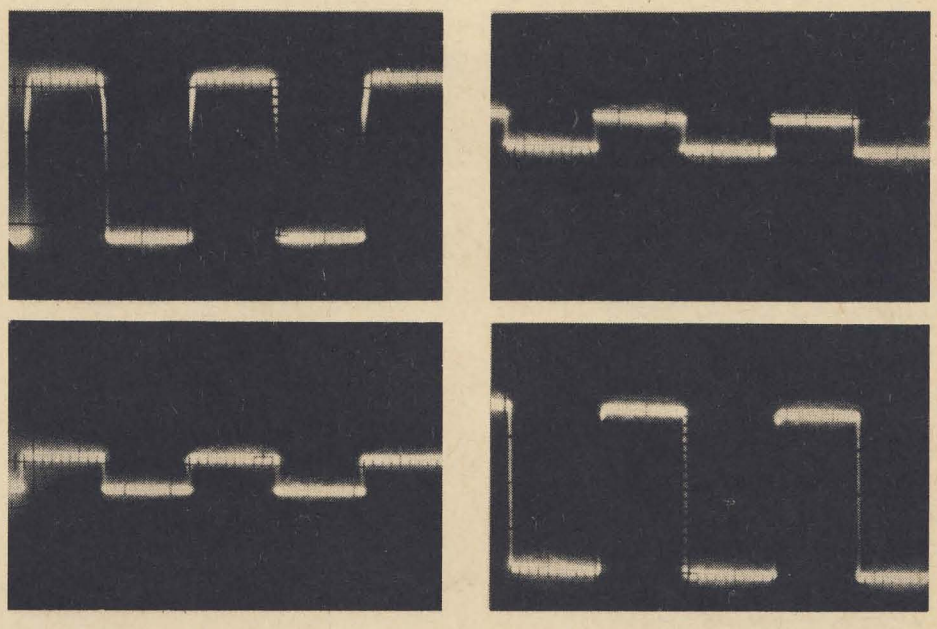
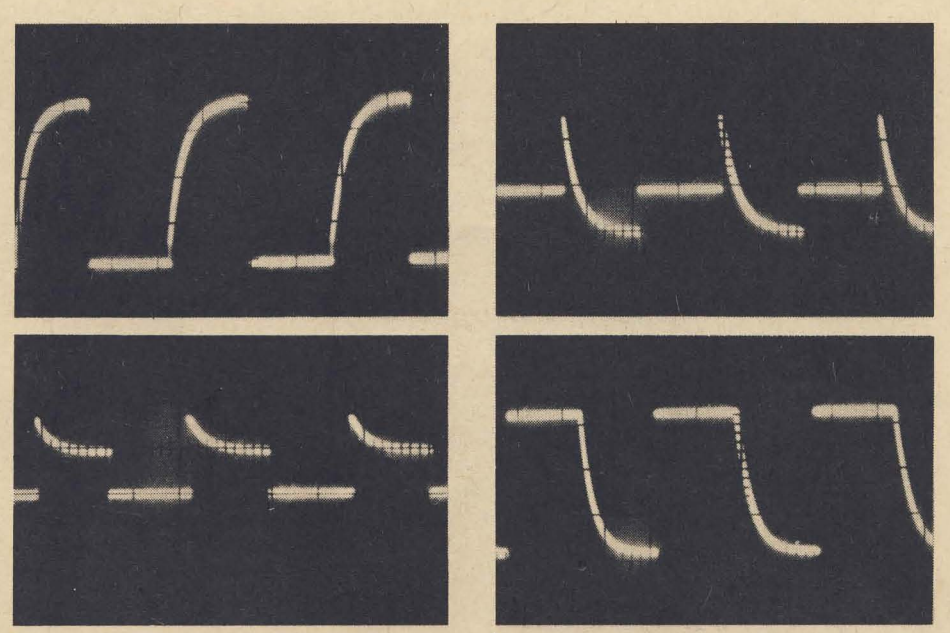


Bild 8: Schematische Darstellung eines p-Kanal-MOSFET vom Anreicherungstyp. a) Aus-Zustand; b) Ein-Zustand



a b

Bild 12: Schaltverhalten des Serien-Parallelschalters bei positiven Eingangsspannungen



a b

Bild 9: Schaltverhalten des Serienschalters a) bei negativen Eingangsspannungen; b) bei positiven Eingangsspannungen

Gesamtschaltung des Serien-Parallelschalters

Die Gesamtschaltung des Serien-Parallelschalters ist im Bild 13 dargestellt.

Pegelumsetzer

Um den Schalter mit TTL-Schaltkreisen ansteuern zu können, ist der TTL-Pegel in einen zur Ansteuerung der MOSFETs notwendigen Steuerpegel umzusetzen. Als Pegelumsetzer wurde ein pnp-Siliziumtransistor vom Typ KF 517 (Tesla) eingesetzt.

Wenn am TTL-Eingang L-Pegel (0...0,8 V) anliegt, steht an der Basis des pnp-Transistors eine negative Spannung, so daß der Transistor leitend ist. Die Kollektor-Emitterspannung U_{CE} geht damit gegen Null, d. h., die MOSFETs T_1 und T_2 sind gesperrt, und T_3 ist leitend. Der Schalter befindet sich im Aus-Zustand.

Für H-Pegel (2,4...5 V) am TTL-Eingang wird der pnp-Transistor gesperrt, so daß am Gate der Transistoren T_1 und T_2 eine Spannung von −17 V anliegt. Die MOSFETs T_1 und T_2 sind hierbei leitend, T_3 ist gesperrt (Ein-Zustand).

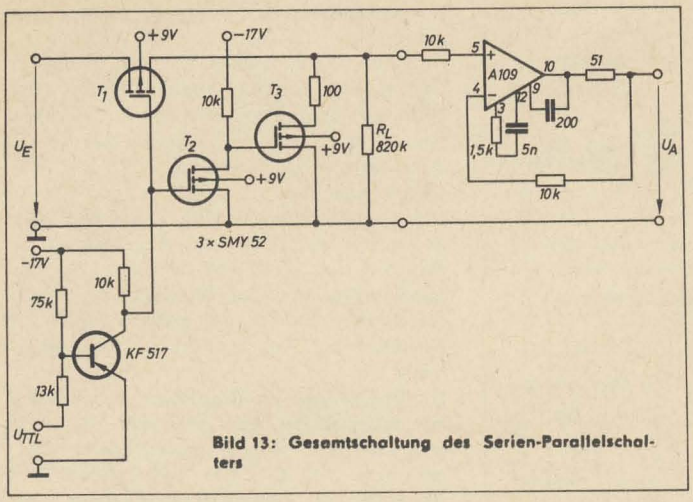


Bild 13: Gesamtschaltung des Serien-Parallelschalters

Bild 15: Schaltverhalten des Analogmultiplexers nach Bild 14

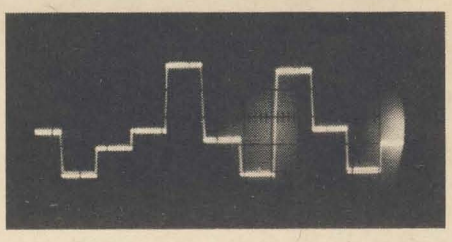
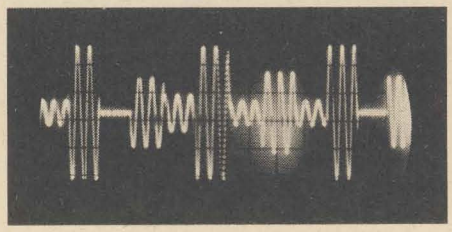


Bild 17: a) Ein- und Ausschalten einer Sinusspannung mit Serien-Parallelwandler; b) Umschalten von Sinusspannungen mit Analogmultiplexer ▶



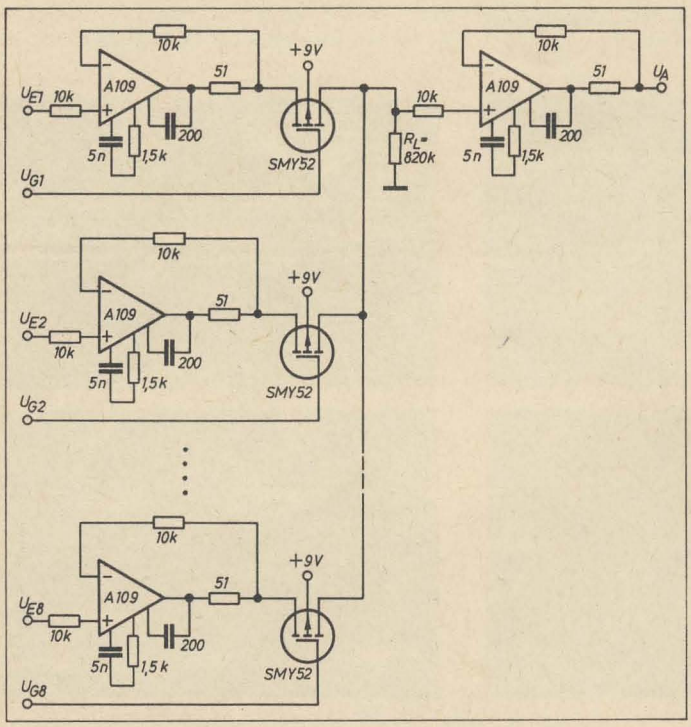


Bild 14: Analogmultiplexer für acht Eingangskanäle

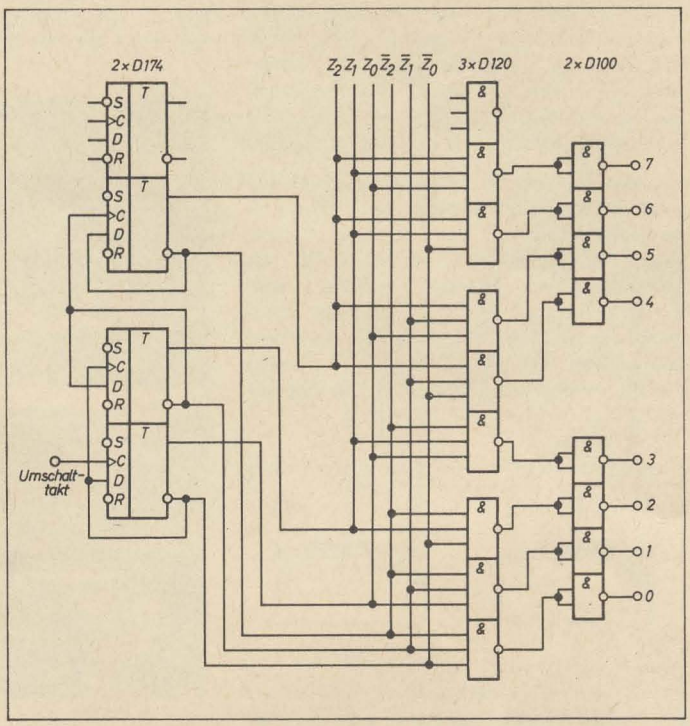


Bild 16: Ansteuerlogik

Spannungsfolger

Wie bereits erwähnt, dient der Spannungsfolger mit dem Operationsverstärker A 109 als Impedanzwandler. Der im 100-MΩ-Bereich liegende Eingangswiderstand stellt für $R_L = 820\,k\Omega$ keine wesentliche Belastung dar. Der niederohmige Ausgang kann mit einem Widerstand $> 2\,k\Omega$ belastet werden. Da die maximale Differenzeingangsspannung des A 109 $\pm$ 5 V beträgt, kann eine maximale Eingangsspannung von $\pm$ 5 V übertragen werden. Bei größeren Eingangsspannungen besteht die Gefahr des „Hängenbleibens", die dadurch zustandekommt, daß der Eingangstransistor des invertierenden Einganges in die Sättigung kommt.

Die Schaltzeiten der Gesamtschaltung werden im wesentlichen durch das Schaltverhalten der IS A 109 bestimmt. In der praktisch aufgebauten Schaltung wurden Ein- und Ausschaltzeiten von etwa 200 µs gemessen.

Analogmultiplexer

Im folgenden soll kurz ein System vorgestellt werden, mit dem es möglich ist, mehrere Analogeingänge nacheinander auf einen Zeitmultiplexkanal zu schalten. Bild 14 zeigt eine derartige Anordnung für acht Eingangskanäle. Um Signalquelle und Schaltelement zu entkoppeln, befinden sich an den Eingängen des Analogmultiplexers zusätzliche Spannungsfolger.

Als Schaltelement genügt es, einen einfachen Serienschalter zu verwenden. Wie das Diagramm im Bild 15 zeigt, sind die Ausschaltflanken ebenso gut wie beim Serien-Parallelschalter. Im praktischen Betrieb wurden Ein- und Ausschaltzeiten von etwa 200 µs gemessen. Sie werden durch den Operationsverstärker bestimmt, da sich die Lastkapazität über den neu eingeschalteten Kanal, d. h. über den jeweils eingeschalteten MOSFET und den davor befindlichen Spannungsfolger, entladen kann. Da diese Strecke ebenfalls niederohmig ist, wird die Ausschaltzeitkonstante entsprechend klein.

Bild 16 zeigt ein Beispiel für eine mögliche Ansteuerlogik mit TTL-Bauelementen. Mit dieser Schaltung werden die acht Eingangskanäle im Takt der Impulsfolge abgetastet und auf den gemeinsamen Zeitmultiplexkanal geschaltet. Die Schaltung läßt sich je nach Anzahl der Eingangskanäle beliebig erweitern. Der TTL-Pegel muß jedoch noch auf den zur Steuerung der MOSFETs notwendigen Pegel (s. Pegelumsetzer im Bild 13) umgewandelt werden.

Literatur

[1] Kühnel, C.: Analogschalter mit MOS-Feldeffekttransistor SMY 50. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 5, S. 444–446

[2] Bachtiarov, G. D.; Dikij, S. L.: Analogovye Ključi. Zarubežnaja radioélektronika (1976) Nr. 8, S. 81–105

Impulsbreitendiskriminator

WOLFGANG ORTMANN und
Dr. WOLF-DIETHER SCHMIDT

**Mitteilung aus der Sektion Physik
der Friedrich-Schiller-Universität Jena**

In der Meßtechnik besteht häufig die Notwendigkeit, ein impulslängenmoduliertes Signal auszuwerten. Die folgende Schaltung dient der Klassifizierung von Impulsen mit fester Folgefrequenz. Dabei werden die Impulse nach ihrer zeitlichen Länge eingeordnet und für eine vorgegebene Meßdauer gezählt.

Zielstellung

Aus Meßaufgaben in der physikalischen Grundlagenforschung ergab sich die Forderung, ein impulsförmiges Signal mit einer Folgefrequenz von 1 kHz hinsichtlich seiner variablen Impulslänge auszuwerten. Die maximal 800 μs langen Impulse sollten hierzu mit einer jeweils vorgegebenen Impulslänge verglichen und bei Übereinstimmung von Meßimpuls- und Vergleichsimpulslänge für eine Meßdauer von 10 ms bis zu 1 s mit einem dreistelligen Zähler registriert werden. Dabei genügte eine Quantisierung der Vergleichsimpulslänge in acht Abschnitte (Kanäle) von jeweils 100 μs Dauer. Die Umschaltung von einer auszuwertenden Vergleichsimpulslänge zur nächstfolgenden sollte automatisch in Abhängigkeit von der Meßdauer oder von Hand möglich sein.

Blockschaltbild

Das Meßprinzip (Bild 1) besteht in der Umsetzung der Impulslänge des Meßimpulses in eine definierte Impulsfolge, die zur Ansteuerung eines Zählers verwendet wird, der zuvor mit der vorgegebenen Vergleichsimpulslänge geladen wurde. Das erfolgt mit Hilfe des Meßdauersignals über die Kanalsteuereinheit. Die Vergleichsimpulslänge steht als eine binär kodierte Dezimalzahl zwischen 0 und 7 an den Ausgängen des Kanalzählers zur Verfügung und kann nach einem Befehl der Zählersteuerung in den Diskriminatorzähler übernommen werden. Das anliegende Meßimpulssignal wird mit Hilfe eines internen Taktgenerators und der Torschaltung A in eine definierte Impulsfolge umgesetzt. Diese Impulsfolge wird zum Rückwärtszählen des Diskriminatorzählers verwendet. Stimmt die digital aus dem Kanalzähler in den Diskriminatorzähler eingelesene Impulszahl mit der Anzahl der rückzählenden Impulse

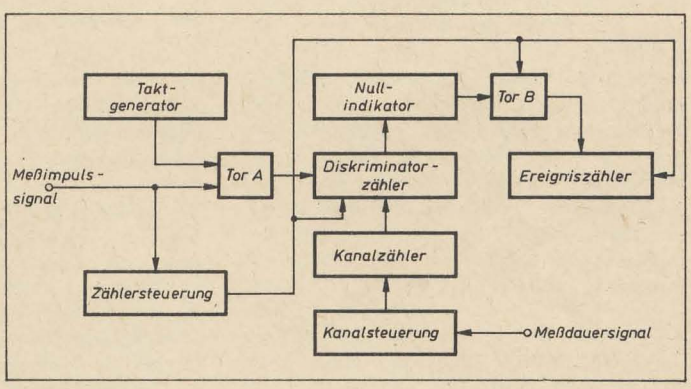


Bild 1: Blockschaltbild des Impulsbreitendiskriminators

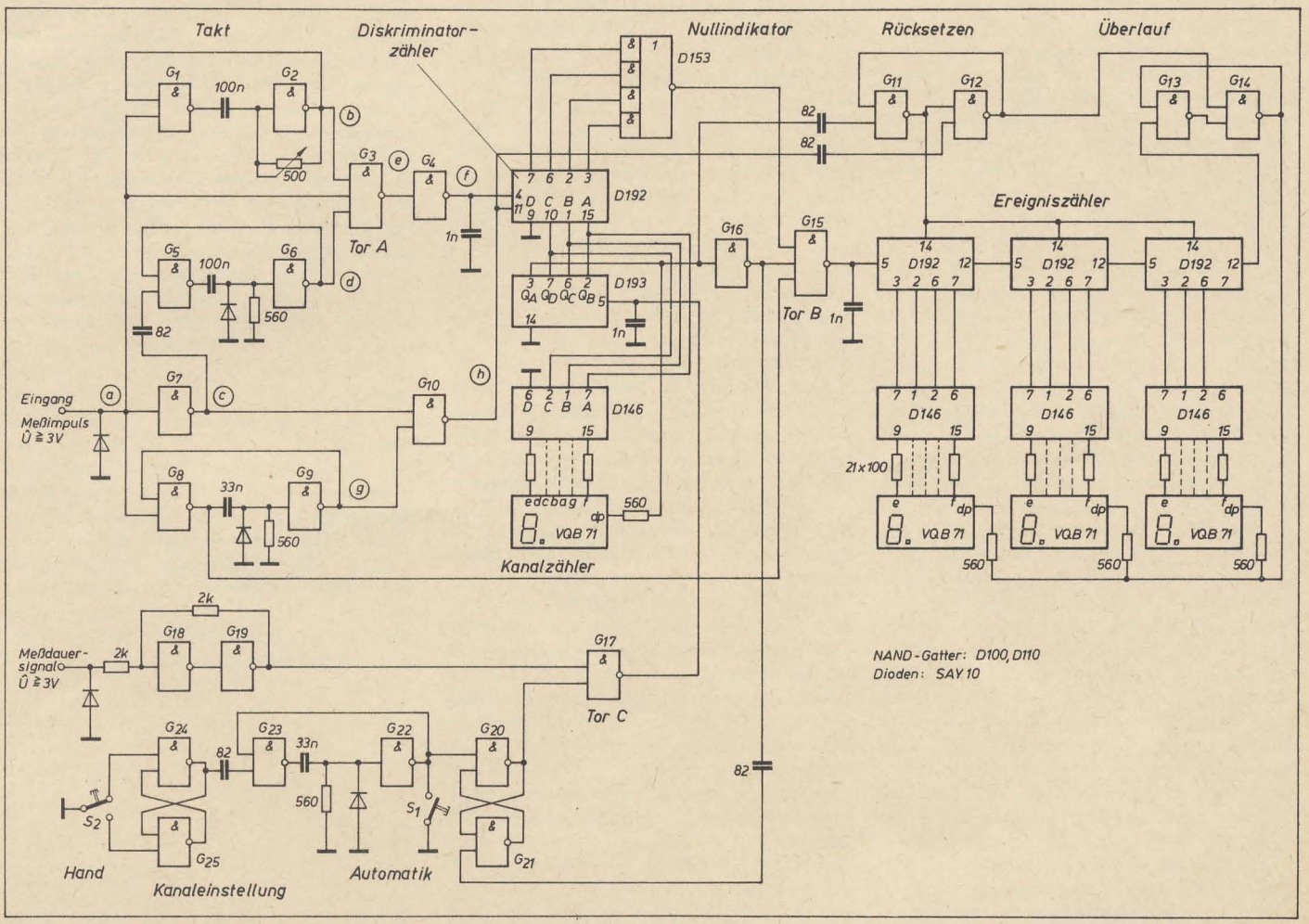


Bild 2: Schaltung des Impulsbreitendiskriminators

überein, so erscheint am Ende der Meßimpulsfolge am Ausgang des Diskriminatorzählers ein Nullsignal. Ein Nullindikator sorgt zusammen mit einer weiteren Torschaltung B für die Ansteuerung eines Ereigniszählers, der damit jeweils dann weiterzählt, wenn die Meßimpulslänge in dem vorgegebenen Vergleichsimpulslängenbereich liegt. Eine Vergleichsimpulslänge von 0 bis 100 μs entspricht dabei der Kanalzahl 0, 101...200 μs der Kanalzahl 1 usw. und schließlich 701...800 μs der Kanalzahl 7.

Aufbau und Wirkungsweise

Ein aus zwei NAND-Gattern G_1, G_2 bestehender astabiler Multivibrator erzeugt ein Taktsignal von 100 μs Periodendauer (Bild 2). Zur eindeutigen Signalauswertung erfolgt eine Synchronisation des Taktgenerators an G_1 durch den Meßimpuls. Erst wenn der Meßimpuls mit H-Pegel anliegt, kann der Taktgenerator arbeiten (s. Bild 3a und b). Bei Meßimpulsende wird der Taktgenerator durch den L-Pegel wieder gestoppt.

Mit der H-L-Flanke des negierten Meßimpulssignals (G_7) wird ein monostabiler Multivibrator (G_5, G_6) angestoßen, der einen L-Impuls von 60 μs Dauer liefert (Bild 3c und d). Mit ihm wird an dem nachfolgenden Tor A (G_3) aus der Impulsfolge, die aus dem Meß- und dem Taktsignal gebildet wurde, der jeweils erste Impuls ausgeblendet (Bild 3e). Das ist notwendig, weil sonst der Diskriminatorzähler die erste anliegende L-H-Flanke zur Rückzählung verwenden würde und somit die Kanalzahl 0 nicht ausgenutzt werden könnte. Eine nochmalige Negierung des Torsignales mit dem Gatter G_4 sorgt für die erforderliche zeitliche Trennung des Zählzeitpunktes des Diskriminatorzählers mit dem Ende des Meßimpulses (Bild 3f). Damit steht am Rückwärtszähleingang des Diskriminatorzählers (D 192) eine dem Meßimpuls proportionale Impulsfolge zur Verfügung, die um jeweils einen Impuls vermindert ist.

Nach erfolgtem Rückwärtszählen des Diskriminatorzählers muß dieser erneut geladen werden. Hierzu wird aus der H-L-Flanke des Meßimpulses ein Triggersignal für einen weiteren monostabilen Multivibrator (G_8, G_9) gewonnen. Dieser liefert einen L-Impuls von 20 μs Dauer, der zusammen mit dem negierten Meßimpuls an das Gatter G_{10} gelangt und den Ladeimpuls ergibt (Bild 3h). Im Kanalzähler sei nunmehr eine BCD-Zahl zwischen 0 und 7 an seinen Ausgängen Q_B, Q_C, Q_D vorhanden. Mit der H-L-Flanke des Ladeimpulses wird die Information der Kanalzählerausgänge Q_B, Q_C, Q_D in den Diskriminatorzähler übernommen (Bild 3k und l). Die dem nachfolgenden Meßimpuls proportionale Impulsfolge (Bild 3f) kann nunmehr die im Diskriminatorzähler eingespeicherte BCD-Zahl herunterzählen. Stimmt die eingestellte Kanalzahl mit der Meßimpulszahl überein, erscheint an den Ausgängen des Diskriminatorzählers am Meßimpulsende die Information $Q_A = Q_B = Q_C = Q_D = L$, in allen anderen Fällen wird mindestens ein Ausgang auf H-Pegel liegen. In den Bildern 3f, 3k und 3l wird deutlich, daß der aus dem Kanalzähler übernommene Wert 2 durch die nachfolgenden zwei L-H-Flanken der Meßimpulsfolge im Diskriminatorzähler

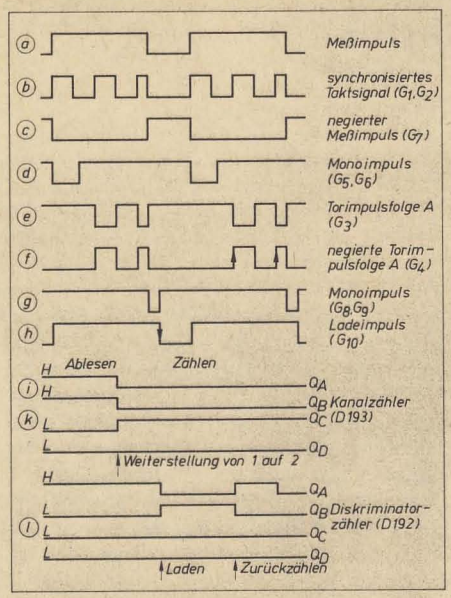


Bild 3: Impulsplan zur Zählersteuerung

auf Null heruntergezählt wird. Damit ist diese Meßimpulslänge als mit der eingestellten Kanalzahl übereinstimmend erkannt und wird in einer nachfolgenden Ereigniszählerschaltung registriert.

Als Nullindikator wird die IS D 153 verwendet. Diese liefert nur dann ein H-Signal, wenn alle Eingänge auf L-Pegel liegen. Allerdings erscheint nach dem Nullindikator auch in dem Fall ein Nullsignal, wenn beim Rückwärtszählen die Kanalzahl kleiner als die Meßimpulszahl ist. Daher muß das Nullindikatorsignal mit einem Ablesesignal (G_8, G_9, Bild 3g) gekoppelt werden, das nur am jeweiligen Meßimpulsende erscheint. Das wird über die Torschaltung B des Gatters G_{15} realisiert. Zusätzlich ist am Eingang von G_{15} noch eine weitere Verriegelungsmöglichkeit vorhanden, die dafür sorgt, daß die Ereigniszählung nur während jeweils einer Meßdauerperiode erfolgt und dann eine ebenso lange Pause gelassen wird.

Ein dreistelliger Ereigniszähler mit D 192 summiert die Signale auf, die bei Übereinstimmung der Meßimpulslänge mit der Kanalzahl nach dem Tor B erscheinen. Anschließend erfolgen die BCD-Siebensegmentdekodierung mit D 146 und LED-Anzeige mit VQB 71. Wird das Meßdauersignal mit einer zu großen Zeitperiode eingestellt, kann es zum Überlauf des Ereigniszählers kommen. Dieses Überlaufsignal wird der dritten Dezimalstelle abgenommen und dem bistabilen Multivibrator (G_{13}, G_{14}) zugeführt, mit dessen Ausgang die drei Dezimalpunkte der VQB 71 als Überlaufanzeige angesteuert werden.

Wird der Kanalzähler auf eine neue Kanalzahl eingestellt, d. h., wird der nächstfolgende Impulslängenbereich zum Vergleich mit dem Meßimpuls bereitgestellt, muß der Zählvorgang im Ereigniszähler von vorn beginnen. Dabei wird mit H-L-Flanke des Q_A-Ausganges des Kanalzählers D 193 das bistabile Flip-Flop (G_{11}, G_{12}) auf H-Pegel am Ausgang von G_{11} geschaltet und damit ein Reset-Signal für den Ereigniszähler bereitgestellt. Der Ereigniszähler wird in diesem Reset-Zustand so lange gehalten, bis der nächste Ladevorgang des Diskriminatorzählers D 192 abgeschlossen ist. Das wird durch die Triggerung des bistabilen Multivibrators an G_{12} mit der H-L-Flanke des Ladeimpulses erreicht. Dadurch wird eine mögliche Fehlzählung beim jeweils ersten Meßimpuls verhindert. Gleichzeitig wird mit diesem Signal die Überlaufanzeige (G_{13}, G_{14}) gelöscht.

Das Meßdauersignal bestimmt den Zeitbereich, in dem der Ereigniszähler arbeitet. Mit einem Schmitt-Trigger (G_{18}, G_{19}) wird es zunächst in ein definiertes Rechtecksignal umgeformt und über das Tor C auf den Vorwärtszähleingang des Kanalzählers D 193 gegeben. Solange der zweite Eingang des Tores C (G_{17}) auf H-Pegel liegt, kann das periodische Meßdauersignal das Tor passieren und den Kanalzähler weiterstellen. Dabei dient der Kanalzählerausgang Q_A, wie oben bereits erwähnt, als Steuerausgang. Ist Q_A = L, so kann über das Gatter G_{16} und das Tor B der Ereigniszähler vorwärtszählen. Bei Q_A = H wird das Tor B gesperrt und der Ereigniszählerstand zum Ablesen festgehalten. Zusätzlich wird mit dem L-Zustand der Dezimalpunkt der Kanalzähleranzeige VQB 71 angesteuert, der damit den Zählvorgang des Ereigniszählers signalisiert.

Die Ausgänge Q_B, Q_C, Q_D des Kanalzählers werden zur sukzessiven Darstellung der BCD-Kanalzahl von 0 bis 7 verwendet. Das kann automatisch durch das Meßdauersignal geschehen, wenn der Ausgang des Gatters G_{20} auf H-Pegel liegt. Bei dem bistabilen Multivibrator (G_{20}, G_{21}) wird das durch Schließen des rastenden Schalters S_1 erreicht. Wenn ein Weiterschalten der Kanalzahl von Hand erfolgen soll, muß nach Öffnen von Schalter S_1 über den Taster S_2 und den prellfreien Schalter aus den Gattern G_{24}, G_{25} ein kurzer L-Impuls von 20 μs Dauer über einen weiteren monostabilen Multivibrator (G_{22}, G_{23}) erzeugt werden. Letzteres wird besonders bei Meßdauersignalen < 500 ms notwendig, da sonst der Kanalzähler bei Handtastung undefiniert weiterzählen würde. Die jeweils eingestellte Kanalzahl wird dabei ebenfalls über den Dekoder D 146 mit einer LED-Anzeige VQB 71 dargestellt. Damit kann Kanal für Kanal entweder automatisch oder durch Tastung von Hand abgefragt und eine pulslängenmodulierte Meßsignalfolge in seiner Häufigkeitsverteilung in einem definierten Zeitabschnitt ermittelt werden.

Die dargestellte Schaltung wurde erfolgreich zur Analyse von Impulsen mit variabler Impulslänge eingesetzt. Die Dimensionierung und Beschaltung der Bauelemente und Baugruppen erfolgte in bekannter Weise nach [1] [2]. Alle Zählereingänge wurden zur Erhöhung der Störsicherheit mit einem Scheibenkondensator von 1 nF abgeblockt. Der konstruktive Aufbau wurde auf einer Zweiebenenleiterplatte von 200 mm × 100 mm vorgenommen, wobei die Anzeigeelemente VQB 71 direkt auf der Leiterplatte angeordnet wurden.

Literatur

[1] Kühn, E.; Schmied, H.: Handbuch integrierter Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1972

[2] Bipolare digitale Schaltkreise. Ausgabe 1975/76. VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Hochstabile Kippschaltungen mit TTL-IS

Von monostabilen und astabilen Kippschaltungen mit TTL-Schaltkreisen ist bekannt, daß ihre Zeitparameter sehr stark von der Versorgungsspannung und der Umgebungstemperatur abhängen. Auf Grund dieses Mangels ist ihr Anwendungsgebiet auf einfache Einsatzfälle beschränkt.

In [1] wird zur Verbesserung der Stabilität der Zeitparameter bei diesen Schaltungen eine Gegenkopplung vorgeschlagen, die die genannten Abhängigkeiten weitgehend kompensiert. Bei den üblichen Kippschaltungen auf der Basis eines RS-Triggers beruht die Impulsbreitenbildung auf der exponentiellen Entladung eines Kondensators vom Anfangswert ($U_{aH} - I_{eH} R$) bis zur Umschaltschwelle U_S. Es gilt der Zusammenhang nach Gl. (1).

$$t_p = RC \ln \frac{U_{aH} - I_{eH} R}{U_S} \approx RC \ln \frac{U_{aH}}{U_S} \qquad (1)$$

Ersetzt man beide Spannungen in Gl. (1) durch Transistorgrößen, die in der TTL-Schaltung U_{aH} und U_S bestimmen, $U_{aH} \approx U_B - 2U_{BEx}$ und $U_S \approx 2U_{BEx}$, so wird die Versorgungsspannungs- und Temperaturabhängigkeit der Impulsbreite wesentlich deutlicher.

$$t_p \approx RC \ln \frac{U_B - 2U_{BEx}}{2U_{BEx}} = RC \ln \left(\frac{U_B}{2U_{BEx}} - 1 \right) \qquad (2)$$

Die Basis-Emitterspannung eines Si-Transistors ändert sich um $\approx -2{,}5$ mV/K.

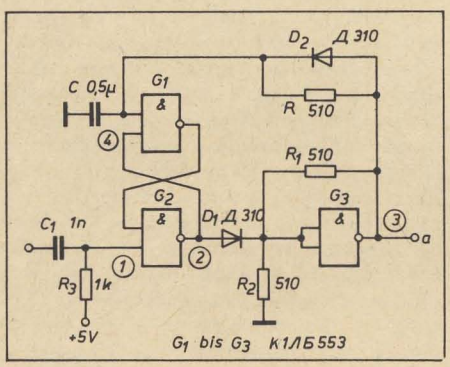


Bild 1: Monostabile Kippschaltung

Die aufgezeigte Instabilität der Impulsbreite läßt sich durch Einführung eines mit einem Spannungsteiler R_1, R_2 gegengekoppelten Gatters G_3 herabsetzen. Bild 1 zeigt als erstes Anwendungsbeispiel dieser Maßnahme eine monostabile Kippschaltung. Im Bild 2 sind dazu die Zeitdiagramme ausgewählter Meßpunkte angegeben.

Im Anfangszustand führt G_1 des RS-Triggers am Ausgang niedriges Potential, wodurch die Diode D_1 in Sperrichtung vorgespannt wird. Am Gatter G_3 stellt sich ein Zustand ein, der durch den Spannungsteiler R_1, R_2 bestimmt wird. Berücksichtigt man den Eingangsstrom von Gatter G_3, so ergibt sich für die Ausgangsspannung mit Gegenkopplung

$$U_{aH} = \frac{U_L + U_S V_U - I_{eH}(R_1 \| R_2)}{1 + V_U \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} \qquad (3)$$

wobei $V_U = 20...50$ die Spannungsverstärkung des Gatters G_3 im aktiven Zustand bedeutet. Mit den Näherungen

$$U_L \ll U_S V_U$$

$$I_{eH}(R_1 \| R_2) \ll U_S V_U$$

$$1 \ll V_U \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

wird deutlich, daß das Ausgangssignal U'_{aH} des Gatters G_3 proportional mit der Umschaltschwelle U_S wächst

$$U'_{aH} \approx U_S \frac{R_1 + R_2}{R_2} = U_S n \qquad (4)$$

Ein negativer Triggerimpuls am Eingang e bringt die Kippschaltung in den instabilen Zustand; am Ausgang des Gatters G_2 liegt jetzt ein hohes Potential. Die Diode D_1 wird stromführend, und am Ausgang des Gatters G_3 stellt sich ein niedriges Potential ein. Die besprochene Gegenkopplung ist jetzt wirkungslos. Zum Umschaltzeitpunkt beginnt die Entladung des Kondensators C vom Anfangswert U'_{aH} bis zur Umschaltschwelle U_S.

Die Entladezeit ergibt sich aus Gl. (5):

$$t_p = RC \ln \frac{U'_{aH} - I_{eH} R}{U_S} \qquad (5)$$

Nach dieser Zeit t_p kehrt der RS-Trigger in den Anfangszustand zurück, und nach der Aufladezeit Gl. (6)

$$t_a \approx 3RC \qquad (6)$$

erreicht auch die monostabile Kippschaltung ihren Anfangszustand. Zur Verkürzung der Wiederbereitschaftszeit ist der Widerstand R durch eine Halbleiterdiode D_2 überbrückt.

Die Auswertung der Gl. (5) zeigt, daß die Stabilität der Impulsbreite an folgende, leicht zu erfüllende Voraussetzungen gebunden ist:

- G_1 und G_3 müssen auf einem Halbleiterkristall plaziert sein. Dadurch sind die Umschaltschwellen U_S beider Gatter gleich, und es gibt keine Unterschiede im Temperaturverhalten.
- Ideal sind Gatter mit $V_U \to \infty$, $I_{eH} \to 0$.

Mit $U'_{aH} = U_S n$ und diesen Voraussetzungen vereinfacht sich Gl. (5) zu

$$t_p = RC \ln n \qquad (7)$$

Unter idealen Voraussetzungen ist die Impulsbreite unabhängig von Änderungen der Versorgungsspannung und der Temperatur. Unter realen Bedingungen verbessert sich die Stabilität des Ausgangsimpulses um den Faktor $(1 + V_U n)$.

An einer praktisch aufgebauten, monostabilen Kippschaltung wurden folgende Abhängigkeiten gemessen:

$$\frac{\Delta U_B}{U_B} = \pm 10\,\%$$

mit Gegenkopplung:

$$\frac{\Delta t_p}{t_p} = +0{,}3 \ldots -0{,}8\,\%$$

ohne Gegenkopplung:

$$\frac{\Delta t_p}{t_p} = \pm 12\,\%$$

$$t_a = +20 \ldots \quad 60\ C$$

mit Gegenkopplung:

$$\frac{\Delta t_p}{t_p} = +1{,}5\,\%$$

ohne Gegenkopplung:

$$\frac{\Delta t_p}{t_p} = \pm 15\,\%$$

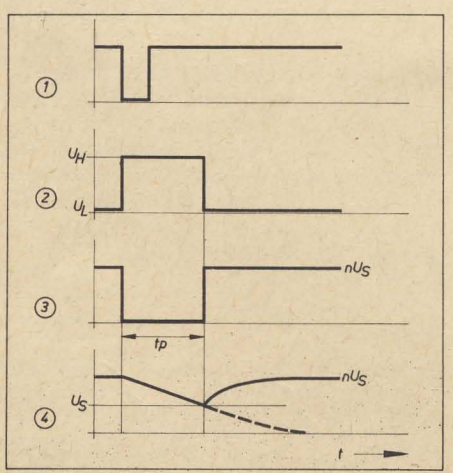


Bild 2: Zeitdiagramme zur monostabilen Kippschaltung

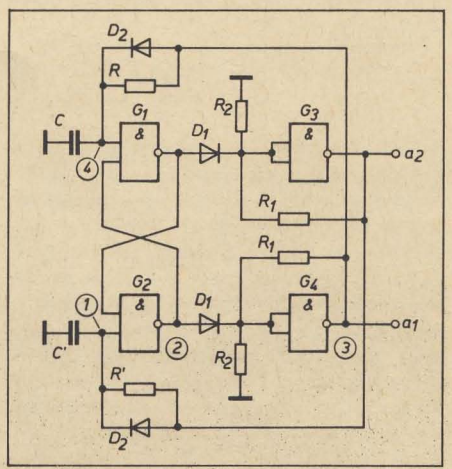


Bild 3: Astabile Kippschaltung

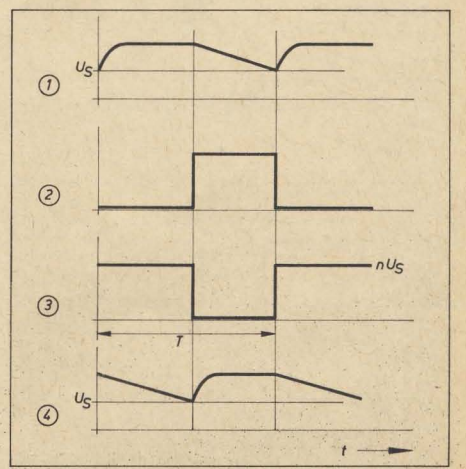


Bild 4: Zeitdiagramme zur astabilen Kippschaltung

Diese Ergebnisse weisen die kompensierende Wirkung des gegengekoppelten Gatters G_3 eindeutig nach.
Bild 4 zeigt, wie die vorgeschlagenen Maßnahmen auch auf eine astabile Kippschaltung zur Stabilisierung der Periodendauer T angewendet werden können. Wie die Zeitdiagramme im Bild 4 zeigen, werden die zeitbestimmenden Kondensatoren C, C' jetzt abwechselnd aufgeladen und entladen. Die Gegenkopplungsmaßnahmen sind hier an zwei Gattern vorgesehen. Die Periodendauer entspricht der doppelten Impulsbreite $T = 2t_i$, der monostabilen Kippschaltung. Um die Gegenkopplungsmaßnahmen durch die Lastbaustufen nicht zu beeinflussen, sollten die Ausgänge a_1 und a_2 zur Entkopplung mit Pufferschaltkreisen oder Emitterfolgern versehen werden.

G. Turinsky

Literatur

[1] Djakonow, V. P.; Lykow, P. G.: Vysokostabli'nye multivibratory na integral'nych mikroschemach TTL. Pribory i technika èksperimenta (1979) H. 4, S. 141–143

Zeitgeberschaltung mit impulsförmiger Ladespannung

Dipl.-Ing. GÜNTER TURINSKY

Ein bekanntes, aber wenig angewandtes Verfahren in elektronischen Zeitgebern ist die impulsförmige Aufladung des zeitbestimmenden Kondensators C über den Ladewiderstand R. Dieses Verfahren hat den Vorteil, daß die Verzögerungszeit über den Betrag mit Gleichspannungsaufladung (unter sonst gleichen Bedingungen) gesteigert werden kann.

Die Prinzipschaltung eines Zeitgebers mit impulsförmiger Ladespannung ist im Bild 1 dargestellt. Ein Impulsgenerator liefert Rechteckimpulse mit der Amplitude U_0, deren Tastverhältnis einstellbar ist. Jeder positive Impuls lädt den zeitbestimmenden Kondensator um einen kleinen Betrag ΔQ auf. Die Kondensatorspannung wird ständig durch einen Komparator abgetastet. Beim Erreichen des Schwellwertes $U_C(t) = U_S$ ist die Schaltbedingung erfüllt, und das Relais zieht an. Die für den Aufladevorgang bis zum Schwellwert benötigte Zeit ist die gewünschte Verzögerungszeit.
Bild 2 zeigt das Zeitdiagramm am invertierenden Eingang des Komparators. Durch die zum Zeitkondensator C parallelliegenden Verlustwiderstände R_C (Isolationswiderstand des Kondensators) und R_e (Eingangswiderstand des Komparators) wird dieser in den Impulspausen $(T - t_i)$ wieder entladen. Die Aufladezeit bis zum Schwellwert nimmt mit zunehmenden Verlusten ebenfalls zu. Dabei dürfen die Verluste nicht so hoch sein, daß in den Impulspausen der Ladungszuwachs eines positiven Impulses wieder abgebaut wird. Anderenfalls würde der Schwellwert niemals erreicht werden. Aus dem Aufladevorgang entsprechend Bild 2 ergibt sich für die Verzögerungszeit eines verlustlosen Zeitkreises folgende Abhängigkeit:

$$t_v = (n-1)(T - t_i) + \tau \ln \frac{1}{1 - \frac{U_S}{U_0}} \qquad (1)$$

Der erste Term beinhaltet die Summe der Pausenzeiten bis zum Erreichen des Schwellwertes, und der zweite Term ist die Verzögerungszeit in einem verlustlosen Zeitkreis mit der Zeitkonstante $\tau = RC$. n ist die Anzahl der positiven Impulse bis zum Erreichen des Schwellwertes; sie läßt sich über Gl. (2) berechnen

$$n = \frac{\tau}{t_i} \ln \frac{1}{1 - \frac{U_S}{U_0}} \qquad (2)$$

n ist auf den nächsten ganzzahligen Wert aufzurunden.
Setzt man Gl. (2) in Gl. (1) ein, so erhält man für die Verzögerungszeit

$$t_v = A\tau \ln \frac{1}{1 - \frac{U_S}{U_0}} - (T - t_i) \qquad (3)$$

$A = \frac{T}{t_i}$ = Tastverhältnis der Rechteckimpulsfolge

Da dieses Verfahren vor allem zum Erreichen großer Verzögerungszeiten genutzt wird, ist die Annahme $t_v \gg (T - t_i)$ berechtigt, wodurch sich Gl. (3) weiter vereinfachen läßt.

$$t_v \approx A\tau \ln \frac{1}{1 - \frac{U_S}{U_0}} \qquad (4)$$

Aus Gl. (4) folgt, daß die Verzögerungszeit bei impulsförmiger Ladespannung um das Afache vergrößert werden kann gegenüber der Aufladung mit einer Gleichspannung [1]. Das ist gleichbedeutend mit der Erhöhung der Zeitkonstante $\tau = RC$ auf das Afache oder bei gleicher Verzögerungszeit t_v eine Verringerung des Widerstandswertes oder des Kondensatorwertes um das Afache. Bei der Erhöhung des Widerstandswertes auf das Afache ist zu beachten, daß der Widerstand in die Größenordnung des Verlustwiderstandes $r = R_C \| R_e$ im Zeitkreis kommen kann. Da der Verlustwiderstand einen großen Einfluß auf die Konstanz der Verzögerungszeit ausübt [2], sollte stets folgende Bedingung erfüllt sein:

$$A\,R \ll r \qquad (5)$$

Da r aus der Parallelschaltung von R_C und R_e resultiert, sind auch bei dieser Schaltung bei großen Verzögerungszeiten ein hochwertiger Kondensator und ein Komparator mit hohem Eingangswiderstand einzusetzen [2].
Außerdem bringt Gl. (4) zum Ausdruck, daß die gewünschte Verzögerungszeit zusätzlich über das Tastverhältnis A eingestellt werden kann. In dieser Beziehung unterscheidet sich dieses Verfahren wesentlich von den anderen, bei denen nur der Ladewiderstand zum kontinuierlichen Einstellen der Verzögerungszeit herangezogen werden kann. Andererseits erfordert diese Möglichkeit aber auch für eine bestimmte Stabilität der Verzögerungszeit ein stabiles Tastverhältnis der impulsförmigen Ladespannung. Mit dem heutigen Stand der Schaltkreistechnik sind astabile Kippschaltungen mit temperatur- und betriebsspannungsstabilisiertem Tastverhältnis kein Problem. Die verbleibende Schwankung des Tastverhältnisses geht voll in die Stabilität der Verzögerungszeit ein. Im Extremfall kann auch die Bereitstellung der Referenzspannung U_S am nichtinvertierenden Eingang des Komparators mit in die Stabilisierung des Tastverhältnisses einbezogen werden.
Für eine große Verzögerungszeit sind folgende Forderungen an das Verfahren zu stellen:

- Großes Tastverhältnis (niedrige Impulsfolgefrequenz der Ladespannung, schmale positive Impulse)
- große Zeitkonstante (Widerstand im MΩ-Bereich, Kondensator im Mikrofaradbereich, kein Elektrolytkondensator)
- hohe Schaltschwelle $U_S/U_0 \rightarrow 1$.

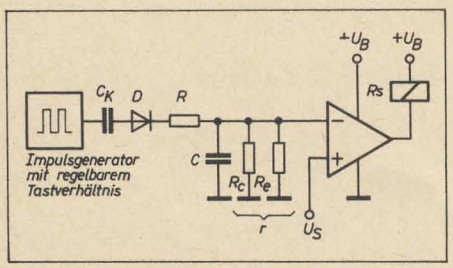


Bild 1: Zeitgeberschaltung mit impulsförmiger Ladespannung

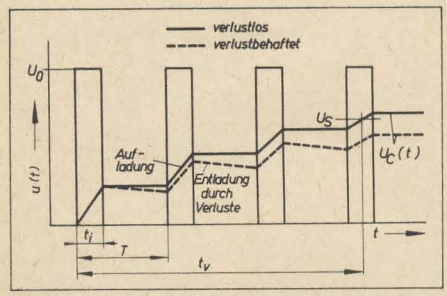


Bild 2: Ladevorgang am Zeitkondensator bei impulsförmiger Ladespannung

Literatur

[1] Turinsky, G.: Zur Genauigkeit elektronischer Zeitgeber mit RC-Tiefpaß. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 24, S. 793 und 794, 803 und 804

[2] Turinsky, G.: Einfluß des Verlustwiderstandes im Zeitkreis auf die Verzögerungszeit eines elektronischen Zeitschalters. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 7, S. 428–431

Serielle Zifferneingabe

EBERHARD GERLACH

Eine Zifferneingabe mit serieller Impulsaussendung für Fernsteuerzwecke wird im folgenden vorgestellt, die senderseitig mit fünf Schaltkreisen aufgebaut werden kann und empfängerseitig keinen Dekodierungsaufwand erfordert. Die Schaltung ist auch als mobiler Geber geeignet.

Die Anwahl elektronischer Baugruppen ist in größeren Systemen eine zunehmend häufigere Aufgabe. Dabei kann die Adresse (Ziffer) z. B. BCD-kodiert über mehrere Leitungen oder eine Impulsfolge, deren Impulszahl gleich der Ziffer ist, über nur eine Leitung übertragen werden. Ein Beispiel für eine solche Adressenbildung stellt das Telefon dar, durch den Ablauf des Nummernschalters werden Impulsfolgen ausgesendet, die der jeweiligen Ziffer entsprechen.

Auf der Empfängerseite ist eine solche Adresse leicht zu erkennen – erforderlich ist lediglich ein Zähler mit z. B. Dezimalausgängen, an die die entsprechenden Funktionseinheiten mit ihren Adreßeingängen geschaltet werden können. Eine Aussendeschaltung für eine derartige serielle Zifferneingabe soll beschrieben werden.

Mit modernen MSI-MOS-IS ist eine derartige Aufgabe mit geringem Aufwand lösbar. Gleichzeitig werden Zusatzdienste wie Adressenspeicherung möglich. Vom Prinzip her besteht eine derartige Schaltung aus einem modifizierten Parallel-Serien-Wandler mit Begrenzung des Zählumfangs. Herzstück ist ein Vor-Rückwärts-Zähler.

Zähler und Eingabekoder

Über einen Dezimal-BCD-Eingabekoder wird der Rückwärtszähler mit der gewünschten Ziffer im BCD-Kode geladen. Nach Ende der Eingabe wird der Zähler auf Null gezählt. Der entstehende Übertrag stoppt die Schaltung und stellt die Bereitschaft für die nächste Eingabe her.

Der Eingabekoder wird mit zwei U 710 D aufgebaut. Außer diesen IS sind keine zusätzlichen Bauelemente erforderlich. Entprellmaßnahmen können weitgehend entfallen, da Prellungen an einem Eingang nach dem Setzen keinen Einfluß mehr ausüben. Benutzt werden die Eingänge E_1 bis E_{10}. Bild 1 zeigt die vom Hersteller vorgeschlagene Lösung für Sensorbetrieb.

Das im Koder gebildete BCD-Wort wird in den Rückwärtszähler übernommen. Nach Bereitstellung des ps-Impulses in der Steuerlogik und Übernahme in den Zähler wird schließlich ein Takttor geöffnet, und der Zähler beginnt abwärts zu zählen. Bei Erreichen des Standes Null tritt der Übertragimpuls auf, der über G_1 negiert als END-Signal für die Steuerlogik bereitgestellt wird.

Durch Einsatz des Schaltkreises U 122 D sind auch für den Zähler keine zusätzlichen Bauelemente erforderlich (Bild 2). Ein Rücksetzen des Zählers entfällt, da er durch den Rückwärtszählbetrieb ohnehin „leer" gezählt wird.

Steuerlogik

Die Steuerlogik (Bild 2) realisiert die Verknüpfung der Befehle und die richtige zeitliche Folge. Um nur einen Kontakt betätigen zu müssen, werden alle Zifferneingänge OR-verknüpft. Aus dieser Verknüpfung wird das START-Signal abgeleitet. Dieses Signal gelangt direkt und gleichzeitig mit dem BCD-Wort der Ziffer auf den ps-Eingang und bewirkt die Übernahme in den Zähler. Die Gatter G_2 und G_3 bilden mit dem RC-Glied eine Verzögerungsschaltung, die das Steuer-Flip-Flop erst kippt, wenn die Übernahme abgeschlossen ist. Die Verzögerungszeit ist dabei vom Anwender abhängig.

Durch das Kippen des Flip-Flops (G_4, G_5) wird G_6 freigegeben, und der Zähler erhält die Taktimpulse. Gleichzeitig wird auch G_7 freigegeben, und über G_8 können die Impulse entsprechend der Ziffer abgenommen werden. Bei Erreichen des Standes Null im Zähler wird über die Leitung END das Flip-Flop erneut gekippt und sperrt G_6 wieder, womit die Bereitschaftslage wieder hergestellt ist.

Hinweise zur Anwendung

Für die Stromversorgung wurde die symmetrische Speisung mit +13 V/0 V/—13 V gewählt. Dabei entspricht die Spannung +13 V Bulk und dem H-Pegel, 0 V entspricht der Spannung U_2 und damit L-Pegel, —13 V entspricht der Spannung U_1 der MOS-Schaltkreise. Diese Speisung erwies sich als günstiger, auch bei Mobilbetrieb.

In welcher Weise die abgezählten Impulse weiterverarbeitet werden, ist anwenderabhängig.

Zahlreiche Fernsteueraufgaben lassen sich mit dieser Schaltung lösen, wobei die Frage der Übermittlung von untergeordneter Bedeutung ist. Es wurden z. B. Fernsteuerbefehle in einer elektroakustischen Anlage realisiert, indem den Adressen bestimmte Funktionen zugeordnet wurden. Zusätzlich wurde ein Befehlssignal „Ausführung" mit übermittelt, das die Befehlsausführung erst nach Erkennen des Befehls auslöst.

Selbstverständlich lassen sich auch Ziffernfolgen übertragen. Für eine Telefonanwendung muß die Impulsfrequenz 25 Hz betragen, die Dauer des aktiven Zustandes eines Impulses soll 10 ms betragen. Vor einem Eingriff in Geräte der Deutschen Post ist jedoch zu warnen – eine derartige Tastatur bleibt also privaten Anwendungen vorbehalten.

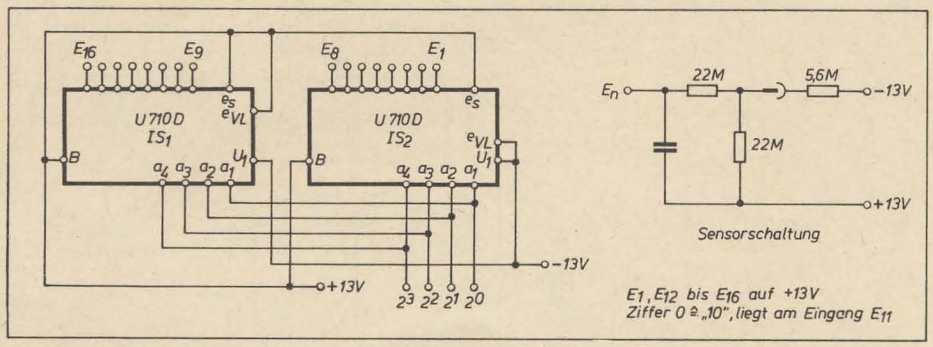


Bild 1: Eingabekoder und Sensorbeschaltung der Eingänge

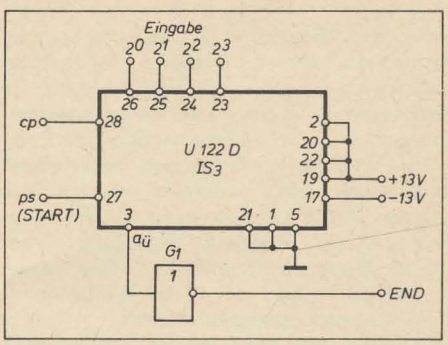


Bild 2: Schaltung des Zählers

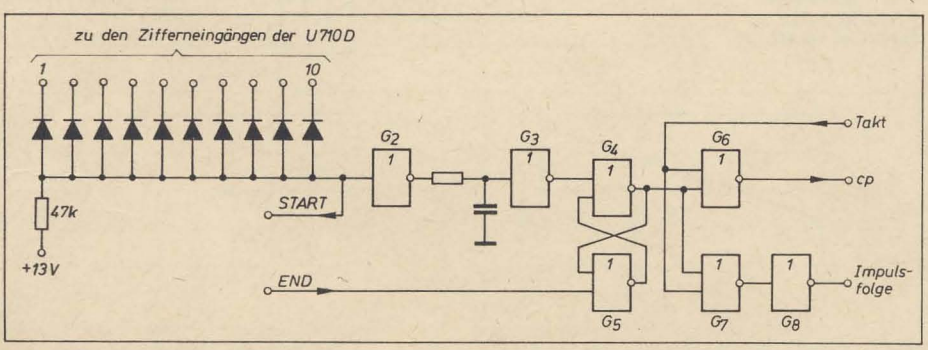


Bild 3: Steuerlogik

Einfache Spannungs-Frequenzwandler

Ing. HARRO KÜHNE

Die nachstehend beschriebenen zwei Spannungs-Frequenzwandler zeichnen sich durch relativ geringen schaltungstechnischen Aufwand aus. Die Umsetzkonstante beider Wandler beträgt 10 kHz/V, die Eingangsspannungsbereiche $U_e = 0...1$ V bzw. $-U_e = 0...1$ V. Gleichungen, mit denen eine Umdimensionierung für andere Spannungsbereiche möglich ist, werden angegeben.

Schaltungsprinzip der Wandler

Die Spannungs-Frequenzwandler benutzen als Wirkungsprinzip das Ladungskompensationsverfahren [1]. Bei dieser Lösung wird der zeitliche Mittelwert der Ladung eines Integrationskondensators konstantgehalten. Als Störgröße fungiert die Eingangsgleichspannung. Zur Kompensation dieser Störung dienen Ladestromimpulse mit konstanter zeitlicher Dauer t_M und konstanter Stromamplitude. Die Folgefrequenz f_a der Stromimpulse steigt mit zunehmender Eingangsspannung. Der Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung und der Frequenz der Impulsspannung am Ausgang eines derartigen Spannungs-Frequenzwandlers ist linear. Das Schaltungsprinzip zeichnet sich durch hohe Linearität aus. Bei den Erprobungsmustern war der Linearitätsfehler $< 0{,}1\ \%$. Für die Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz des Umsetzers von der Eingangsspannung gilt

$$f_a = -\frac{U_e}{t_M I_{ref} R_1} \qquad (1)$$

Die Frequenz muß positiv sein. Das negative Vorzeichen kennzeichnet die Bedingung, daß die Polarität von Eingangsspannung und Referenzstrom entgegengesetzt sein muß. Der Widerstand R_1 ist identisch mit den Widerständen R_1 in den Bildern 1 und 4. I_{ref} bezeichnet den konstanten Referenzstrom, t_M die zeitliche Dauer der Referenzstromimpulse. Als Kompensationsladung Q_k wirkt also

$$Q_k = I_{ref}\, t_M \qquad (2)$$

Wird der Widerstand R_1 als konstant vorausgesetzt, dann ist die Stabilität des Umsetzers gegenüber Schwankungen der Speisespannung und der Umgebungstemperatur nur noch eine Funktion der Kompensationsladung Q_k. In den nachstehend erläuterten Schaltbeispielen werden aus diesem Grund zur Erzeugung der Zeitdauer t_M spezielle integrierte Schaltungen benutzt. Diese verfügen intern über einen speziellen Aufbau oder sind mit besonderen Kompensationsmaßnahmen versehen, die jeweils eine sehr geringe Abhängigkeit der Zeit t_M von dem aktiven Teil dieser Kippschaltungen sichern. Erforderlich ist natürlich auch bei solchen Kippschaltungen ein externes RC-Glied, für dessen Elemente hochwertige Bauelemente (Metallschichtwiderstand und Kunstfolienkondensator) benutzt werden sollten. Zur Erzeugung des Referenzstromes gibt es verschiedene Möglichkeiten. In aufwendigen Schaltungen übernehmen meist spezielle Stromquellen diese Aufgabe. Am einfachsten kann der notwendige Referenzstrom dadurch erzeugt werden, daß ein Widerstand an eine konstante Speisespannung geschaltet wird. Die unten angegebenen Schaltungen nutzen diese Möglichkeit, so daß der Aufwand gering bleibt.

Schaltung 1

Beide Schaltungen wurden für die Versorgungsspannungen 5 V und −5 V ausgelegt. Diese Speisespannungen lassen eine einfache Anwendung der Spannungs-Frequenzumsetzer innerhalb von TTL-Systemen zu, weil dort zumindest die positive Speisespannung bereits vorhanden ist und die Ausgangssignale der Wandler TTL-gerecht sind.

Bild 1 zeigt einen Spannungs-Frequenzwandler, der zur Erzeugung der Referenzstromimpulse einen Timer des Typs NE 555 benutzt [2]. In seiner Ruhelage führt der Ausgang des NE 555 (Anschlußpunkt 3) L-Pegel, und die Transistoren T_1 und T_2 sperren. Gelangt an den Eingang des Umsetzers eine positive Gleichspannung, so fließt über den Widerstand R_1 ein positiv gerichteter Strom in den Summationspunkt des Integrators mit dem Operationsverstärker IS_1. Der Kondensator C_1 lädt sich auf, und die Spannung am Ausgang des Integrators bewegt sich zeitlinear in negativer Richtung. Dieser Abfall der Ausgangsspannung von IS_1 setzt sich so lange fort, bis die Ausgangsspannung von IS_1 den Wert der Triggerspannung des Timers erreicht. Diese Triggerspannung beträgt 1/3 der Speisespannung des Timers, der deshalb dann kippt, wenn die Spannung am Triggereingang (Anschluß 2) etwa $-U_{Tr} = 2{,}7$ V beträgt. Der Timer schaltet dann an seinem Ausgang für die Dauer t_M auf H-Pegel. t_M ergibt sich zu

$$t_M = 1{,}1\, R_{11}\, C_4 \qquad (3)$$

Während dieser Zeit erhalten T_1 und T_2 Basisstrom. Der Transistor T_1 legt R_3 und R_4 an die negative Speisespannung, und es kann ein negativ gerichteter Referenzstrom in den Summationspunkt des Integrators fließen. Dieser Strom ist innerhalb des Arbeitsbereiches der Schaltung immer größer als der ebenfalls in den Summationspunkt fließende Eingangsstrom. Die Integrationsrichtung wechselt deshalb nach dem Triggern des Timers momentan ihr Vorzeichen.

Die Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers steigt während t_M in positiver Richtung an. Nach der Zeit t_M kehrt der Timer selbsttätig in seine Ruhelage zurück. Die Vorgänge beginnen dann von vorn.

Für den Referenzstrom gilt

$$-I_{ref} = \frac{-U_{S2} - U_{CE\,rest\,T1}}{R_3 + R_4} \qquad (4)$$

Die Speisespannung $-U_{S2}$ muß deshalb ausreichend stabilisiert werden. Für geringere Ansprüche genügt eine Z-Diode mit $U_Z \approx 6$ V, weil der Temperaturkoeffizient dieser Dioden relativ gering ist. Den Speisestrom für die Z-Diode sollte eine Stromquelle liefern. Der Einfluß der Kollektor-Emitterrestspannung $U_{CE\,rest\,T1}$ des Transistors T_1 ist nur gering. Die temperaturbedingten Änderungen dieser Spannung betragen nur etwa $U_{CE\,rest\,T1}/\vartheta = 0{,}2$ mV/K. Die Bilder 2 und 3 geben

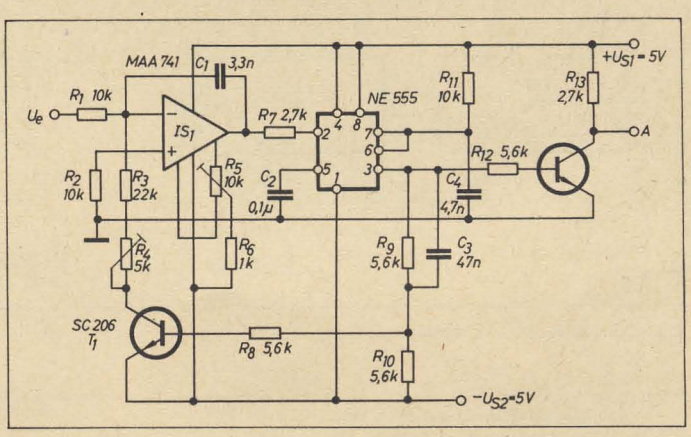


Bild 1: Spannungs-Frequenzwandler mit dem Timer NE 555

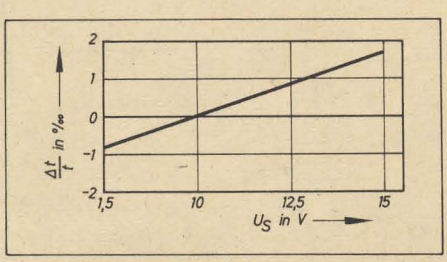


Bild 2: Abhängigkeit der Kippzeit des Timers von der Speisespannung

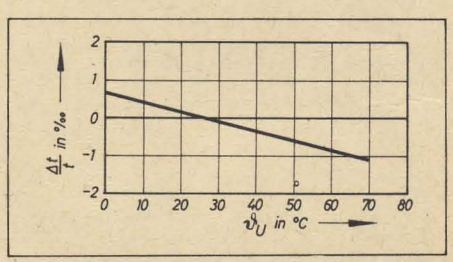


Bild 3: Abhängigkeit der Kippzeit des Timers von der Umgebungstemperatur

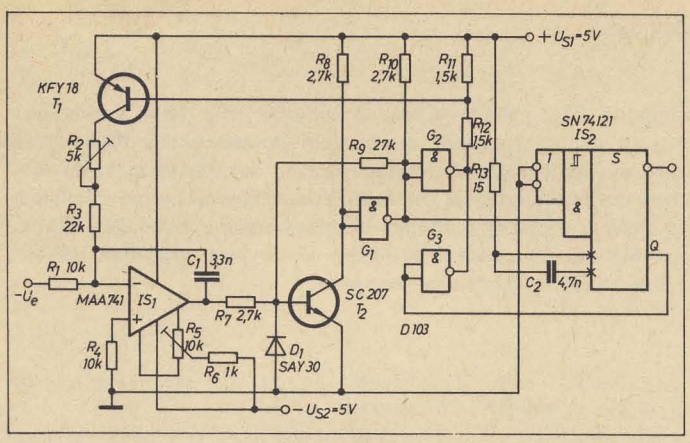


Bild 4: Spannungs-Frequenzwandler mit dem monostabilen Multivibrator SN 74121

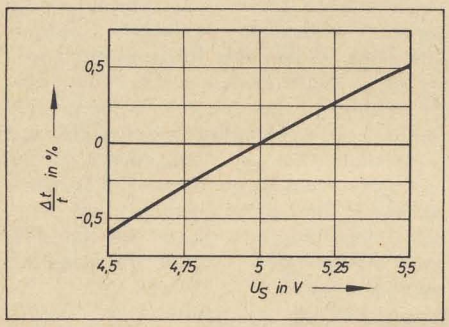


Bild 5: Abhängigkeit der Kippzeit der IS SN 74121 von der Speisespannung

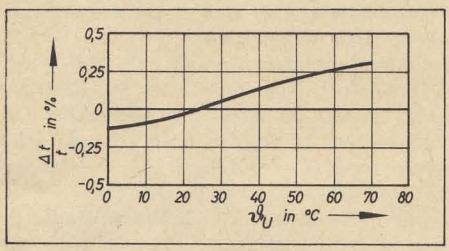


Bild 6: Abhängigkeit der Kippzeit der IS SN 74121 von der Umgebungstemperatur

Auskunft über die Abhängigkeit der Kippzeit t_M des Timers von Speisespannung und Umgebungstemperatur. Es ist zu erkennen, daß dieser Baustein eine gute Stabilität aufweist.

Zum Abgleich des Wandlers wird zunächst dessen Eingang geerdet. Mit dem Einstellpotentiometer R_5 ist die Frequenz der Impulsspannung am Kollektor des Transistors T_2 auf $f_a = 1$ Hz abzugleichen. Anschließend wird der Eingang mit einer Spannungsquelle von $U_e = 1$ V verbunden. Das Potentiometer R_1 wird jetzt so eingestellt, daß $f_a = 10$ kHz beträgt. Der Umsetzer muß von einer Spannungsquelle mit niederohmigem Quellwiderstand gespeist werden, weil sich sonst die Eichung verschiebt. Daher ist ein Vorverstärker erforderlich.

Schaltung 2

Der im Bild 4 dargestellte Spannungs-Frequenzwandler benutzt zur Erzeugung der Zeitdauer t_M einen monostabilen Multivibrator der TTL-IS-Reihe. Dieser Monovibrator besitzt eine interne Kompensation, um den Einfluß von Speisespannungs- und Umgebungstemperaturänderungen herabzusetzen. Die Bilder 5 und 6 zeigen die verbleibenden Driften.

Bei dem Spannungs-Frequenzwandler nach Bild 1 mußten beide Speisespannungen stabilisiert werden. Das ist bei der im Bild 4 gezeigten Schaltung nur für die positive Speisespannung notwendig. Der Wandler verarbeitet negative Eingangsspannungen. Zunächst soll sich der monostabile Multivibrator in seiner Ruhelage befinden. Der Ausgang Q von IS_2 führt L-Potential, und am Ausgang des Gatters G_3 liegt deshalb H-Pegel. Der Trigger mit den Bauelementen T_2 und G_1 soll ausgeschaltet sein. Der Ausgang von G_1 liegt dann auf L-Potential, so daß auch G_2 an seinem Ausgang H-Pegel führt. Der Transistor T_1 befindet sich aus diesem Grund im gesperrten Zustand. Liegt nun eine negative Eingangsspannung am Umsetzer an, dann fließt in den Summationspunkt des Integrators ein negativer Eingangsstrom, der für das zeitlineare Ansteigen der Ausgangsspannung von IS_1 in positiver Richtung sorgt. Erreicht die positive Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers die Einschaltspannung – sie betrug beim Erprobungsmuster $U_{ein} = 0{,}8$ V – des Stromtriggers, so schaltet dieser am Ausgang des Gatters G_1 von L- auf H-Pegel. Der Ausgang von G_2 bewegt sich dadurch in Richtung Massepotential. T_1 leitet, und es kann ein positiver Referenzstrom in den Summationspunkt des Integrators fließen. Dieser Strom verursacht einen sofortigen Wechsel der Integrationsrichtung, so daß die Ausgangsspannung der IS_1 negativ wird. Der Trigger schaltet deshalb kurze Zeit nach seinem Einschalten wieder aus. Trotzdem verbleibt der Transistor T_1 zunächst noch weiter im leitenden Zustand, weil mit dem Pegelsprung von L- auf H-Potential am Ausgang des Gatters G_1 auch der monostabile Multivibrator IS_2 kippt. Dessen Ausgang schaltet für die Zeit t_M auf H-Pegel. Über G_3 wird T_1, auch nach Zurückschalten des Triggers, für die Dauer t_M noch im leitenden Zustand gehalten. Für t_M gilt

$$t_M = R_{13} C_2 \ln 2 \qquad (5)$$

Nach Ablauf der Kippzeit sperrt T_1 wieder. Die genannten Vorgänge beginnen von vorn. Der Referenzstrom ergibt sich zu

$$I_{ref} = \frac{U_{S1} - U_{CErestT1}}{R_2 + R_3} \qquad (6)$$

Der Abgleich ist entsprechend dem des Umsetzers im Bild 1 vorzunehmen.

Abschließend soll noch darauf hingewiesen werden, daß der monostabile Multivibrator SN 74 121 einen internen Trigger besitzt. Man könnte meinen, daß deshalb der externe Trigger eigentlich nicht erforderlich wäre. Schaltungen dieser Art sind auch schon veröffentlicht worden [3] [4]. Diese Lösungen haben aber den erheblichen Nachteil, daß sie sich unter bestimmten Betriebsbedingungen selbst verriegeln. Der normale Betriebszustand kann dann nur mit einem kurzzeitigen Kurzschluß des Integrationskondensators wiederhergestellt werden. Ursache für diese Eigenschaft ist die dynamische Kopplung zwischen dem internen Trigger und dem eigentlichen monostabilen Multivibrator. Auf Grund dieser Eigenschaft sollten die in [3] [4] angegebenen Schaltungen nicht genutzt werden.

Literatur

[1] Kühne, H.: Spannungs-Frequenzwandler. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 257–260

[2] Kühne, H.: Ein Zeitbaustein mit vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 11, S. 379 und 380

[3] Hertzsch, A.: Einfaches Digitalvoltmeter. Elektronisches Jahrbuch 1979, S. 207. Berlin: Militärverlag der DDR

[4] Knallinger, G.: Einfacher Spannungs-Frequenzumsetzer. Elektronik 24 (1975) H. 7, S. 46

Diplom-Ing. f. Informationstechnik

sucht neue Tätigkeit in F. u. E.

Ausf. Zuschr. an

K 6299 DEWAG, 4600 Wittenberg

Suche

Oszi, Y ≧ 1 MHz und

Dip-Meter ≧ 100 MHz

H. Gropper, 7500 Cottbus,
Töpferstr. 2

Wegen Todesfall

Meßgeräte u. Materialien f. RF- und FS-Werkstatt
zu verkaufen, PG 1, SO 81, URV 3, WG 3, EO 1/7
Div. Röhrenvoltmeter usw.

Zuschr. an **RZ 707 845 DEWAG, 7010 Leipzig,**
PSF 240

Neue Anwendungen des Halleffektes

Dipl.-Ing. HEINZ BERGMANN

Auf dem Halleffekt basierende Bauelemente haben in jüngster Zeit weite Verbreitung gefunden. Das trifft nicht nur auf Konsumgüter zu, sondern in verstärktem Maße auch auf den Einsatz in Meßgeräten, Regelungseinrichtungen und in der Kfz-Technik. Ihr Einsatz wurde im wesentlichen durch Materialien mit vorteilhaften Eigenschaften stimuliert, mit denen sich effektivere Hallbauelemente aufbauen lassen. Ausgehend von den Grundlagen des Halleffektes soll hier ein Überblick über einige Neuerungen gegeben werden, die den Aufbau und den Einsatz von Hallelementen betreffen.

Grundlagen

Die Entdeckung des Halleffektes geht auf den Wissenschaftler E. H. Hall zurück und ist 100 Jahre alt. Der Halleffekt, dessen Prinzip im Bild 1 dargestellt ist, beruht auf der Wechselwirkung eines Stromflusses und eines äußeren Magnetfeldes. Bringt man ein stromdurchflossenes Leiterplättchen in ein Magnetfeld, so werden die Ladungsträger, die durch ihre Bewegung den Strom ergeben, durch die Lorentz-Kraft (Kraft auf eine sich bewegende Ladung im Magnetfeld) senkrecht zur Strom- und Magnetfeldrichtung abgelenkt. Diese Ladungsverschiebung erfolgt quer zur Stromflußrichtung und ist Ursache für die Bildung eines elektrischen Feldes. Die Aufladung der Leiterplättchen-Längskanten wird so lange fortgesetzt, bis die entstehende elektrische Gegenkraft gleich der magnetischen Ablenkkraft ist. Das elektrische Querfeld, das auch mit Hallfeld bezeichnet wird, ist für die Entstehung der Hallspannung verantwortlich, die am Plättchen abgenommen werden kann.

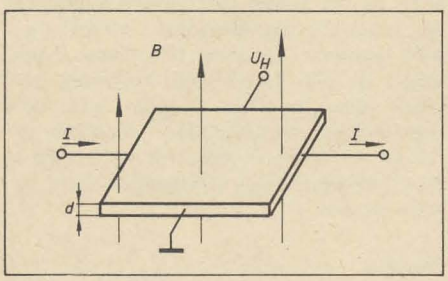


Bild 1: Prinzip des Halleffektes

Im Falle eines Halbleiters mit einer Elektronenkonzentration n und einer Löcherkonzentration p sowie einer Gesamtleitfähigkeit $\sigma = \sigma_n + \sigma_p$ ergibt sich für die Hallspannung:

$$U_H = R_H \frac{BI}{d}$$

U_H = Hallspannung
R_H = Hallkonstante

$$R_H = -\frac{1}{e}\left(\frac{\sigma_n^2}{n\sigma^2} - \frac{\sigma_p^2}{p\sigma^2}\right)$$

Die Hallspannung ist somit direkt proportional der magnetischen Induktion B und dem Steuerstrom I und umgekehrt proportional der Dicke d des Halbleiterplättchens. Je nach Dotierung des Halbleitermaterials kann sie positiv oder negativ sein.

Materialanforderungen

Ein Hallelement bzw. ein Hallgenerator (Bild 2) ist ein magnetoelektrisches Bauelement, dessen Funktionsweise auf dem Halleffekt beruht. An ein zum Aufbau eines Hallelements geeignetes Material werden folgende Hauptanforderungen gestellt:

- Große Hallkonstante, damit die Hallspannung möglichst groß wird. Das bedeutet im Falle reiner Elektronenleitung eine möglichst kleine Elektronenkonzentration.
- Hohe Leitfähigkeit des verwendeten Materials, damit die Hallspannung an einem niederohmigen Innenwiderstand entsteht. Die elektrische Leitfähigkeit ist proportional der Trägerkonzentration und der Elektronenbeweglichkeit.
- Geringe Temperaturabhängigkeit der Materialeigenschaften (Hallkonstante, spezifischer Widerstand).

Diese Forderungen lassen sich mit Halbleitern hoher Elektronenbeweglichkeit erfüllen, wofür besonders III-V-Verbindungen in Betracht kommen. Das Hallelement besteht konstruktiv aus einem Halbleiterchip mit entsprechender Kontaktierung zur Einspeisung des Stromes und zur Abnahme der Hallspannung. Um eine lokale Erwärmung zu vermeiden, kann man auch die Steuerelektroden flächenförmig ausbilden. Man kommt auf diese Weise zu einem Bauelement mit Vierpolcharakter.

Halbleitermaterialien für Hallelemente

Zu den neueren III-V-Verbindungen, die zum Aufbau von Hallelementen verwendet werden, gehören Indiumantimonid (InSb) und Galliumarsenid (GaAs). Indiumantimonid weist dabei die größte Trägerbeweglichkeit und den geringsten spezifischen Widerstand auf. Damit liefert ein mit InSb aufgebautes Hallelement eine große Hallspannung bei einem relativ kleinen Innenwiderstand. Nachteilig ist die relativ große Temperaturabhängigkeit von InSb-Hallelementen, die sowohl durch die Temperaturabhängigkeit der Hallspannung als auch des spezifischen Widerstandes hervorgerufen werden. Aus diesem Grund finden derartige Hallelemente vorwiegend auf digitalem Gebiet Einsatz, wo die Größe der Hallspannung für die weitere Signalverarbeitung ausschlaggebend ist. Vorteilhaft ist es, InSb-Hallelemente mit einer konstanten Speisespannung zu betreiben. Durch diese Maßnahme kann der Temperaturkoeffizient der Hallspannung verbessert werden.

Bei Verwendung von Galliumarsenid in Hallelementen kann die Temperaturabhängigkeit wesentlich verringert werden. Allerdings ist hier die Trägerbeweglichkeit niedriger. GaAs-Hallelemente liefern eine Hallspannung, die linear zum Magnetfeld verläuft. Das Hauptanwendungsfeld von GaAs-Hallelementen liegt demnach auf analogem Gebiet, wo diese Hallelemente auf Grund ihrer guten Linearität und geringen Temperaturabhängigkeit für verschiedene Meßaufgaben vorteilhaft eingesetzt werden können.

Herstellungstechnologie

Mit Hilfe der modernen Halbleitertechnologie ist es möglich geworden, InSb- und GaAs-Hallelemente auf einer Massenbasis ökonomisch herzustellen.

InSb-Hallelemente werden mit Hilfe der Dünnfilmtechnik gefertigt. Die Schichtstrukturen werden im Vakuum aufgebracht. Vor dem Einbau in das Gehäuse erfolgen entsprechende Überprüfungen der Parameter und ein automatisches Aussortieren fehlerhafter Bauelemente. InSb-Hallelemente sind im Betriebstemperaturbereich von −20 bis +70 °C einsetzbar. Ihre Hallspannung beträgt im Leerlauf etwa 90...180 mV. Der Temperaturkoeffizient der Hallspannung beträgt −2 %/K.

Die Herstellung von GaAs-Hallelementen erfolgt mit Hilfe der Epitaxietechnik. Dabei wird der epitaxiale GaAs-Kristall in einer Flüssigphasenepitaxie auf einem mit Chrom dotierten GaAs-Wafer aufgewachsen. Durch die Anwendung der Flüssigphasenepitaxie ist es möglich, die Trägerdichte und die Schichtstärke ausreichend genau zu steuern. Die notwendigen Elektroden werden über Fotoätzverfahren im Vakuum aufgedampft. Sie bestehen aus Gold-Germanium.

Der Betriebstemperaturbereich von GaAs-Hallelementen liegt im Bereich von −50 bis +130 °C. Der Temperaturkoeffizient der Hallspannung ist maximal −0,05 %/K. Die Hallspannung selbst kann je nach Typ maximal bis zu 170 mV betragen.

Eine weitere Verbesserung der Parameter läßt sich mit Hilfe einer sog. Multiplanarstruktur erreichen, wobei sich u. a. auch

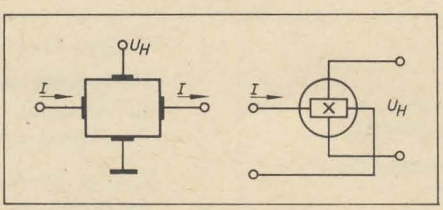


Bild 2: Hallelement

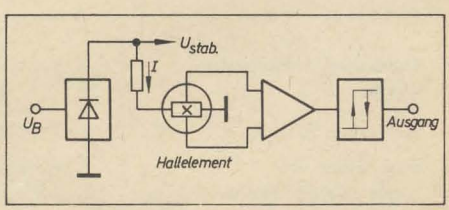


Bild 3: IS-Hallelement

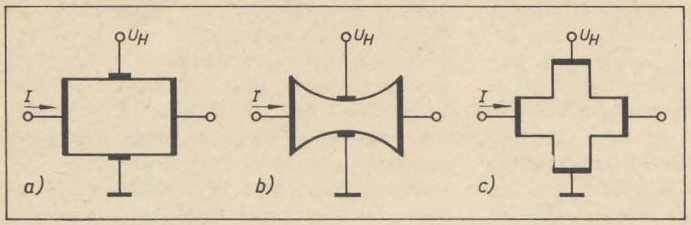


Bild 4: Hallelementformen

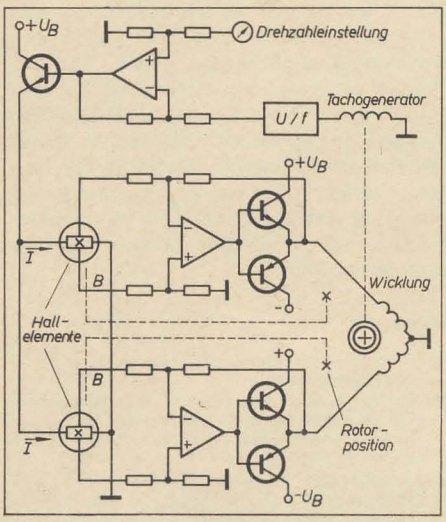


Bild 5: Motorsteuerschaltung mit zwei Hallelementen

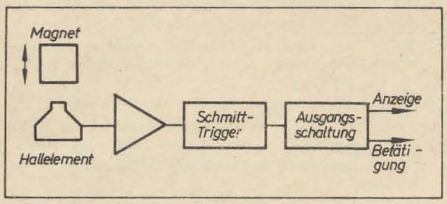


Bild 6: Drehbewegungsmelder

die Eingangsimpedanz der auf diese Weise hergestellten Hallelemente bis auf 2 000 Ω erhöht.

Eine weitere Tendenz auf dem Gebiet der Hallelemente ist ihre Integration mit anderen elektronischen Komponenten in einem integrierten Aufbau. Bild 3 zeigt dazu ein Beispiel. Hier sind neben dem eigentlichen Hallelement ein Spannungskonstanthalter zur Bereitstellung einer konstanten Speisespannung, eine geregelte Stromquelle für den Hallgenerator, ein Differenzverstärker, ein Schmitt-Trigger sowie entsprechende Ausgangsstufen in einer integrierten Schaltung zusammengefaßt. Die Funktion wird mit Hilfe eines beweglichen Magneten ausgelöst, der auf das Hallelement einwirkt. Die Schaltung liefert Ausgangssignale, die digital weiterverarbeitet werden können.

Anwendungen

Die Einsatzmöglichkeiten von Hallelementen sind recht vielseitig. Da die Hallspannung proportional dem Produkt aus magnetischer Induktion und Steuerstrom ist, läßt sich ein Hallelement z. B. als Meßwertaufnehmer, kontaktloser Signalgeber, Multiplikator, Modulator und Gyrator verwenden. Dabei bestimmen jeweils die Einsatzanforderungen die Auswahl des geeigneten Hallelementes. Allgemeine Forderungen sind

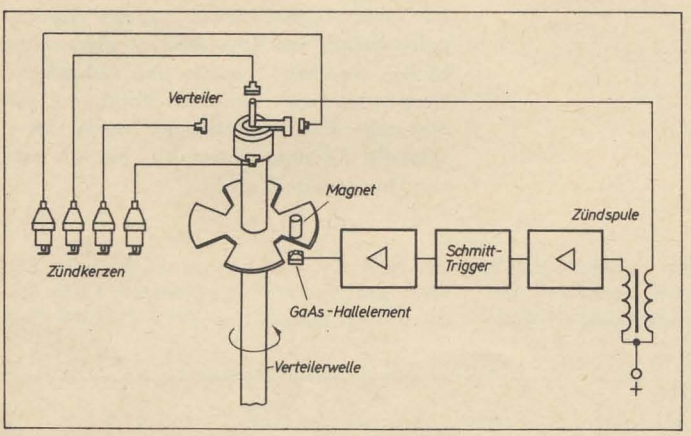


Bild 7: Kontaktloser Unterbrecher

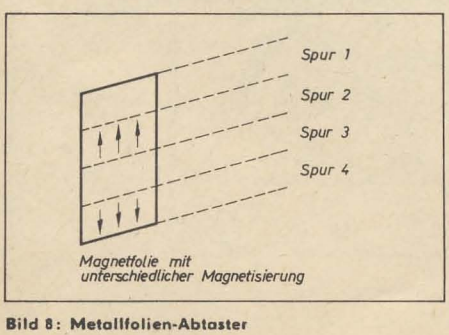


Bild 8: Metallfolien-Abtaster

- große Hallspannung
- gute Linearität gegenüber Magnetfeldänderungen
- geringe Temperaturabhängigkeit
- geringe Offset-Spannung (unerwünschter Ausgangsspannungsanteil durch den Steuerstromfluß).

Auf Grund ihrer Eigenschaften haben sich InSb-Hallelemente günstig als effektive digitale Signaldetektoren erwiesen, wobei die Signalaufnahme über ein sich veränderndes Magnetfeld erfolgt. GaAs-Hallelemente sind dagegen günstig durch ihre Parameter (geringe Temperaturabhängigkeit, gute Linearität) für den Einsatz als Meßwertaufnehmer in analogen Anwendungen, wie z. B. zur Messung des Magnetflusses oder anderer Größen, die mit der magnetischen Flußdichte verbunden sind.

Die Form des zum Aufbau von Hallelementen benutzten Halbleiterplättchens übt einen Einfluß auf die erzielbaren Hallelementeigenschaften aus. So wird im allgemeinen eine rechteckige Form eines Halbleiterplättchens (Bild 4a) bevorzugt, wenn hohe Leistungen notwendig sind. Zusammen mit einer Bündelung des Magnetflusses auf die empfindliche Fläche des Hallelementes sorgt eine Schmetterlingsform (Bild 4b) für eine hohe Ansprechempfindlichkeit. Die Kreuzform (Bild 4c) gewährleistet eine gute magnetische Flußdichteempfindlichkeit.

Häufig sind Hallelemente zur Auswertung von Rotationsbewegungen anzutreffen. Hier arbeiten sie zusammen mit einem Magneten, der auf dem rotierenden Teil befestigt ist. Dazu zählen Drehzahlmessungen, Drehzahlregelungen, Steuerschaltungen für kollektorlose Motoren und Initiatorschaltungen, die bei einer bestimmten Stellung eines Rotationsteiles eine Funktion auslösen.

Bild 5 zeigt das Prinzip einer Steuerschaltung für einen kollektorlosen Gleichstrommotor. Hier wird die Stellung der Rotormagnetpole mit Hilfe von zwei Hallelementen ermittelt. In Abhängigkeit von der Stellung des Rotors werden zwei Hallspannungen gewonnen, die zur Kommutierung des Rotorspulenstromes dienen. Gleichzeitig kann mit Hilfe eines Tachogenerators und über den Steuerstrom der beiden Hallelemente durch Produktbildung im Hallelement eine Drehzahlregelung erfolgen.

Das Prinzip eines Drehbewegungsmelders kann z. B. in Kassettentonbandgeräten oder Videokassettengeräten Anwendung finden (Bild 6). Ein über das Transportsystem angetriebener Magnet gibt darüber Auskunft, ob ein Bandtransport stattfindet oder nicht. Entsprechende Auswerteschaltungen sorgen für die Auslösung von mit dem Bandstillstand verbundenen Funktionen (Anzeige, Abschaltung).

Der herkömmliche Unterbrecher in der Zündanlage von Kraftfahrzeugen kann durch ein Hallelement ersetzt werden. Der sich dabei ergebende kontaktlose Unterbrecher arbeitet mit einem Magneten, der auf der Unterbrecherwelle befestigt ist und auf das Hallelement einwirkt (Bild 7). Die impulsförmige Hallspannung wird ausgewertet und dient zur Ansteuerung der Zündspule. Besonders geeignet sind GaAs-Hallelemente, da sie ausgezeichnete Eigenschaften auch bei hohen Temperaturen aufweisen. Die notwendige elektronische Schaltung kann zusammen mit dem Hallelement integriert werden.

In letzter Zeit haben sich Hallelemente besonders in der Automatisierungstechnik bewährt. Hier werden sie vorwiegend als kontaktlose Signalgeber eingesetzt, wobei besonders die Unabhängigkeit von der Bewegungsgeschwindigkeit des Aufnahmemagneten bei der Meßwerterfassung wesentlich ist. Einsatzbeispiele auf diesem Gebiet sind z. B. Zielsteuerungen, Sortieranlagen, Zählanlagen, Funktionsschaltungen und Förderanlagen. In Förderanlagen

mit Zielsteuerung des Fördergutes ist ein rechtzeitiges Identifizieren des Fördergutes notwendig. Dazu dienen Magnetfolien, die mit dem Fördergut verbunden sind (z. B. Aufkleber). Die Magnetfolie (Bild 8) trägt übereinander angeordnete Spuren mit unterschiedlicher Magnetisierungsrichtung, wodurch eine Identifikation des Fördergutes ermöglicht wird. Diese unterschiedlichen Magnetisierungsrichtungen sind mit Hilfe von Hallelementen unterscheidbar, die die Folien spurenweise abtasten. Über einen entsprechenden Kode können so die unterschiedlichen Güter erkannt und Steuervorgänge ausgelöst werden.

Zur Flüssigkeitsmengenmessung benutzt man einen Ringkolbenzähler, der mit einem sich drehenden Magneten verbunden ist. Über das Magnetfeld erfolgt die Beeinflussung eines Hallelementes. Die sich anschließende Schaltung sorgt für die Auswertung und Anzeige der ermittelten Flüssigkeitsmenge. Weitere Möglichkeiten für den Einsatz von Hallelementen in der Automatisierungstechnik sind Endschalter, Winkelkodierer, die digitale Drehwinkelmessung und Programmschalter.

Die beim Einsatz des Hallelementes als magnetoelektrischer Meßwertaufnehmer verwendeten Magnete zur Aktivierung des Hallelementes werden bezüglich ihrer Form der jeweiligen Einsatzaufgabe angepaßt. Der Magnet soll möglichst nahe an der empfindlichen Fläche des Hallelementes angebracht sein bzw. nur über eine geringe Entfernung auf das Hallelement einwirken. Weiterhin haben sich Maßnahmen als günstig erwiesen, die eine Konzentration des Magnetflusses auf die empfindliche Fläche bewirken (z. B. Einsatz weichmagnetischer Werkstoffe).

Beim Einsatz von Hallelementen in Tasten, die zu Tastaturen zusammengefaßt werden können, sind als Betätigungsmagnete Materialien aus Samarium und Kobalt günstig. Mit dem beweglichen Bedienungsteil der Taste ist der Magnet verbunden, der sich beim Drücken der Taste dem Hallelement nähert und auf das Element einwirkt. Die abgegebene Hallspannung kann zur Ansteuerung von integrierten Schaltungen verwendet werden (s. auch Bild 3).

Zum Einsatz in Tastaturen in der Datenverarbeitung und in der Steuer- und Regelungstechnik ist der Tastenschalter mit Hallelement TSH 19 (Kombinat VEB Elektronische Bauelemente) geeignet, der ein prellfreies Schalten bei sehr niedrigen Schaltpegeln gestattet. Die Betriebsspannung beträgt 5 V, die Stromaufnahme 15 mA.

Neue Lösungen beim Abtasten von Magnetspeichern (Bänder oder Karten) gestatten Leseköpfe, die auf der Basis eines Hallelementes arbeiten. Hier werden Dünnfilm-InSb-Hallelemente verwendet. Erste Erfolge konnten beim Einsatz in einem japanischen Kassettentonbandgerät und in magnetischen Beleglesern demonstriert werden. Die Hallspannung ist hier nur von der magnetischen Flußdichte abhängig und nicht wie bei den Magnetköpfen von ihrer zeitlichen Änderung. Damit ergibt sich eine Unabhängigkeit der Hallspannung von der Bandgeschwindigkeit und der Aufzeichnungsfrequenz. Weiterhin treten keine Abschirmprobleme auf. Die Ausgangsimpedanz des Hallkopfes ist rein ohmisch. Ein weiterer Vorteil ist die große Unabhängigkeit von der senkrechten Spaltlage des Kopfes. Das Hallelement in Hallköpfen ist selbst als dünne Sonde zwischen zwei Ferritkörpern ausgeführt, die die magnetischen Feldlinien des Bandes auf die Sonde konzentrieren. Zusammen mit geeigneten Ferritmaterialien ergibt sich eine hohe Lebensdauer des Hallkopfes.

Die genannten Vorteile sind besonders günstig beim Einsatz von Hallköpfen als Monitorköpfe, die sofort nach der Aufzeichnung wieder ein Auslesen für Kontrollzwecke gestatten und auf Grund der Wirkungsweise des Hallkopfes unabhängig vom gesamten davorliegenden Aufzeichnungsvorgang sind. Eine Erweiterung der Auslesefunktion des Hallkopfes läßt sich über den Steuerstrom des Hallelementes erzielen, wodurch eine schaltbare magnetische Abtastung ermöglicht wird.

Die für den Einsatz von Hallelementen aufgezeigten Beispiele lassen die vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten von Hallelementen erkennen, die sich bezüglich ihrer Einsatz- und Funktionsbreite noch erweitern werden. Zu den neuen Gebieten, in denen Hallelemente eventuell Einsatz finden werden, gehört auch die Energiegewinnung. Hier ist es gelungen, mit Hilfe von Hallelementen aus ionisierten Gasen nutzbare Energien abzuleiten.

Literatur

[1] brockhaus abc elektronik. Leipzig: F. A. Brockhaus Verlag 1978

[2] Bonfig, K. W.; Karamalikis, A.: Grundlagen des Halleffektes. Teil I ATM Archiv für technisches Messen (1972) H. 6, S. 115–118; Teil II (1972) H. 7, S. 137–140

[3] Masuda, N.; Akiyama, N.; Konno, T.: JVC Hall devices have an optimistic future. J. of Electron. Engng. (1979) H. 149, S. 38–43

[4] Kato, A.: New InSb technology overcomes all Hall device imperfections. J. of Electron. Engng. (1979) H. 149, S. 44–46

[5] New multi-planar Hall devices feature improved temperature coefficients. J. of Electron. Engng. (1979) H. 150, S. 14 und 15

[6] Kitao, Y.: Hall IC keyboard switches become the leading type. J. of Electron. Engng. (1978) H. 140, S. 27–31

[7] Hitachi deck packs Hall element head. J. of Electron. Industry 25 (1978) H. 4, S. 48

[8] New magnetic head using Hall elements. Japan Electronic Industry 19 (1972) H. 6, S. 94; 96 und 97

[9] Hallkopf-System mit neuen Aspekten. Funkschau 45 (1973) H. 5, S. 146

Bandzugmeßkassette

Dr.-Ing. WALTER SIEGEMUND

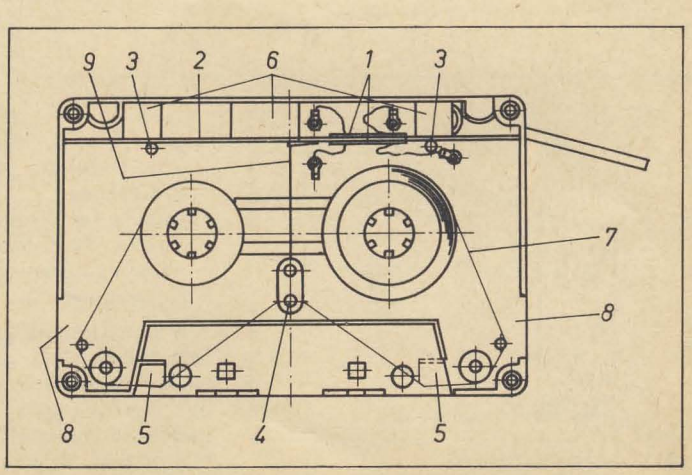
Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

Von wesentlichem Einfluß auf die Wiedergabequalität von Kassettentonbandgeräten ist der zwischen Tonwelle und Aufnahme-Wiedergabekopf wirkende Bandzug. Zur Messung dieses Bandzuges wurde eine spezielle Kassette entwickelt, die im folgenden vorgestellt wird.

Der Bandzug entsteht durch Bremsung des Bandes an Abwickel und Umlenkstellen aus dem Zug des Bandes durch die Klemmstelle Band – Tonwelle. Dazu kommt noch eine Zugkomponente vom Aufwickel über die Tonwelle. Die Kenntnis von Größe und Zeitverlauf dieses Bandzuges gestattet Rückschlüsse auf das Betriebsverhalten des untersuchten Gerätes sowohl bezüglich Bremsmoment als auch bezüglich der Funktion der Klemmstelle an der Tonwelle und des Laufs der Aufwickelkupplung.

Aufbau (Bild)

In eine handelsübliche Kompaktkassette wird ein auf zwei Stiften (3) lagernder Biegebalken (2) eingebaut, der an der Oberseite und an der Unterseite mit je einem Halbleiterdehnmeßstreifen (1) beklebt ist. Die Anschlüsse der Halbleiterdehnmeßstreifen sind nach außen geführt. In der Kassette befindet sich auf üblichen Wickelkernen normales Kassettenband, allerdings nur so viel, daß durch die entstehenden Wickel die angestrebte Funktion der Kassette nicht gefährdet wird. In der Mitte des Biegebalkens greift ein Draht (9) an, der an seinem anderen Ende eine Öse



Bandzugmeßkassette, Unterschale

(4) trägt, durch die das Band läuft, so daß es die beiden Schenkel eines gleichschenkligen Dreiecks bildet, dessen Basis die Strecke zwischen den Einführungslöchern für die Tonwelle ist. Geeignete Halterungen (5) sorgen dafür, daß beim Einlegen das Band zwischen Tonwelle und Andruckrolle zu liegen kommt. Die Tonwelle verhindert in eingetauchtem Zustand ein Schleifen des Bandes auf diesen Halterungen. Schaumstoffklötze (6) verhindern ein Schwingen des Biegebalkens. Ausbrüche (8) ermöglichen ein Kalibrieren der Kassette. Für Geräte mit einer Tonwelle wird anstelle der zweiten Tonwelle eine Phantomtonwelle in die Kassette gesetzt.

Funktion

Jeder Bandzug übt einen Druck auf die Öse senkrecht zum Biegebalken aus. Der Biegebalken wird ausgelenkt, die Halbleiterdehnmeßstreifen, die zu einer aktiven Halbbrücke zusammengeschaltet sind, setzen die Biegung des Balkens in ein elektrisches Signal um, das über ein außen an der Kassette angebrachtes Kabel weitergeleitet und ausgewertet werden kann.

Der Biegebalken ist so dimensioniert, daß bei Betrieb nur eine vernachlässigbare Biegung auftritt. Das hat einmal den Vorteil, daß die Halbleiterdehnmeßstreifen nur im linearen Teil betrieben werden, zum anderen bleiben die geometrischen Verhältnisse des erwähnten Dreiecks erhalten, so daß auch hier die Linearität der mechanisch-elektrischen Wandlung gewährleistet ist.

Kalibrierung

Zum Kalibrieren wird die Kassette senkrecht so in eine spezielle Aufnahmevorrichtung eingelegt, daß der volle Wickel unten liegt. Das Band wird in einer Schlaufe aus der untenliegenden seitlichen Öffnung (8) herausgeführt. Das über die innere Öse laufende Bandstück wird mit verschiedenen Kräften belastet. Am Auswertegerät wird der Ausschlag den aufgebrachten Kräften zugeordnet.

Einsatzerfahrungen

Die Bandzugmeßkassette kann bei Einfachcapstangeräten zur Ermittlung des Bandzuges bei Spielbetrieb und in den Betriebsarten schneller Vor- und Rücklauf eingesetzt werden. Soll das Verhalten von Tonwellenklemmstelle und Aufwickel untersucht werden, ist das Band auf den Aufwickel zu spulen, so daß das Band zwischen Einklemmstelle des Bandes im Abwickelkern und Tonwelle gespannt wird. Bei ruhendem Band wird dann der Bandzug gemessen.

Wird die Andruckrolle unwirksam gemacht, läßt sich so ebenfalls über die Umrechnung Bandzug – Wickeldurchmesser das Aufwickelmoment ermitteln.

Der Bandzug zwischen den Tonwellen eines Doppelcapstanantriebes läßt sich mit dieser Kassette ebenfalls leicht bestimmen.

Als Auswertgeräte eignen sich alle Geräte, die für den Anschluß von Halbleiterdehnmeßstreifen vorgesehen sind. Für geringe Ansprüche kann man auch eine vollständige Brückenschaltung für die Auswertung einsetzen. Zusammen mit Kalibrierfehlern muß mit einem Meßfehler von 10 % im Bereich 0,01...3 N gerechnet werden.

Wir lernten kennen

Stereomagnetbandgerät B 93

Das aus der CSSR importierte Stereomagnetbandgerät Tesla B 93 entspricht in seiner technischen Ausführung im wesentlichen dem schon länger bekannten Tesla B 100, weist aber in der äußeren Gestaltung einige Unterschiede auf. Ins Auge fallen die diagonal angebrachten Spulen, die eine günstige Lage der Bedienelemente und des Innenlautsprechers ermöglichen. Das Gerät kann in waagerechter, schräger und senkrechter Lage betrieben werden, für die schräge Betriebslage wurde eine Kippstütze an der Rückwand angebracht. Besonders günstig für den senkrechten Betrieb erwiesen sich die auf die Mitnehmer aufgesetzten Spulensicherungsringe, durch die ein ruhiger Lauf des Bandes gewährleistet wird. Allerdings muß bei der senkrechten Betriebsweise dem Einlegen des Tonbandes größere Aufmerksamkeit gewidmet werden, damit das Band nicht die Umlenkrollen verfehlt und an den Gehäusekanten schleift.

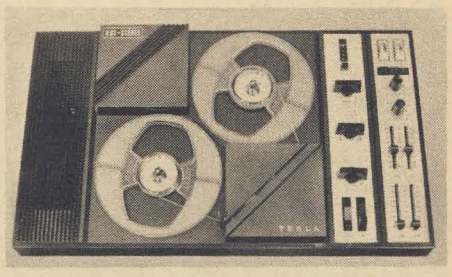
Zum Schutz des Bandes und des Kombikopfes vor Staubeinwirkungen ist für den Spulenteil eine Klarsichthaube vorgesehen.

Das B 93 ist ein Eingeschwindigkeits-Spulentonbandgerät in Vierspurtechnik. Über den eingebauten Lautsprecher oder extern angeschlossene Lautsprecher bzw. Kopfhörer kann während der Aufnahme die Tonqualität kontrolliert werden. Es empfiehlt sich, auch für monofone Wiedergabe Außenlautsprecher zu benutzen, da die Übertragungsgüte des eingebauten Lautsprechers lediglich Kontrollzwecken genügt.

Für die NF-Verstärker wurden wie in den Vorgängergeräten die IS MBA 810 AS eingesetzt. Zur Verbesserung der Klangqualität und um den gestiegenen Verbraucheransprüchen gerecht zu werden, wäre dem Gerät eine modernere Endstufe zu wünschen.

Die Betriebsschalter für den schnellen Vor- und Rücklauf, den Wiedergabevorlauf und der Netzschalter wurden getrennt ausgeführt. Alle Funktionstasten sind leicht zu bedienen.

Beim Betrieb des Gerätes fiel auf, daß die Antriebswelle der Spulen sehr laut lief und so besonders bei der Wiedergabe von klassischer und leiser Musik erheblich störte. Ansonsten läuft der Motor erfreulich leise. Auch aus diesem Grunde wäre eine optische Anzeige des Ein-Zustandes vorteilhaft. Die Steller für die Wiedergabelautstärke und die Aussteuerung wurden als Schiebesteller ausgeführt. Für die getrennte Höhen- und Tiefenregelung wurden Drehknöpfe gewählt. Die Wahl des Stereobetriebes und die Spurwahl bei Monobetrieb erfolgen über Tasten. Schnellstopp und Aufnahme werden mit mechanischen Hebeln ausgelöst, während die anderen mechanischen Bedienelemente als Drehknöpfe ausgeführt wurden. Die Aussteuerung bei Aufnahme kann über Zeigerinstrumente optisch kontrolliert werden. Beim Testgerät kam es beim schnellen Umschalten zwischen Rücklauf auf Vorlauf oder Wiedergabe wiederholt zu Bandsalat, da die Justage der Bremsen nicht ausreichend und demzufolge die Bandspannung zu gering war. Da dieser Mangel ebenfalls beim B 700 [7] auftrat, kann man nicht mehr nur an einen Fehler beim Testgerät glauben. Nach dem Stoppen des Rücklaufes empfiehlt es sich daher, vor Einschalten der Wiedergabe oder des schnellen Vorlaufes die Lage des Bandes zu kontrollieren und eventuell zu korrigieren. Die automatische Bandabschaltung, die bei Bändern mit Schaltfolie wirksam wird, funktioniert sicher.



Um das Gerät zu öffnen, müssen als erstes die Bedienelemente und vier Bodenschrauben gelöst werden. Danach können die Ober- und die Unterschale des Gerätes abgenommen werden. Auf der einen Seite des mittleren Gehäuseteiles befinden sich die Antriebselemente für die Spulen und der Motor, auf der anderen Seite wurden die Verstärkerplatinen, die die gesamte Elektronik enthalten, und der Netztrafo angebracht. Die Verstärkerplatine läßt sich für Servicezwecke nach oben klappen.

Zusammenfassung

Der B 93 ist ein service- und bedienfreundliches Stereotonbandgerät der konventionellen Bauart, die auf Extras verzichtet. Besondere Neuerungen und Verbesserungen konnten nicht verzeichnet werden.

Technische Daten

Bandgeschwindigkeit	9,53 cm s
Gleichlaufschwankungen	± 0,3 %
Übertragungsbereich	50...15 000 Hz
Dynamik	45 dB
Signal-Rausch-Abstand	−43 dB
Eingangsnennspannungen	
Rundfunkempfänger	4 mV/10 kΩ
Fono	200 mV/1,5 MΩ
Mikrofon	1 mV/5 kΩ
Ausgangsspannung	0,7 V/10 kΩ
Ausgangsleistung	2 × 4 W/4 Ω
Ausgangsleistung des Innenlautsprechers	1,5 W,8 Ω
Regelumfang	
Höhen	+7...−10 dB
Tiefen	+10...−12 dB
Betriebstemperaturbereich	10...35 °C
Netzspannung	220 V ± 10 %, 50 Hz
relative Luftfeuchte	75 %
Abmessungen in mm	585 × 340 × 110
Masse	12 kg

Literatur

[1] Wir lernten kennen: Spulenmagnetbandgerät B 700. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 6, S. 392

Akustische Bildtechnik

Unter akustischer Bildtechnik versteht man die Abtastung von Oberflächen und Objekten mit Hilfe akustischer Wellen und die sich dann anschließende Signalauswertung bzw. Sichtbarmachung der abgetasteten Oberflächen und Objekte. Die akustische Bildtechnik ist ein relativ junges Fachgebiet, obwohl einige Grundprinzipien bis in die dreißiger Jahre zurückgehen. Mit dem Einsatz des Lasers und des Digitalrechners wie auch mit verbesserten Wandlern und neuartigen elektronischen Technologien ergaben sich neue Möglichkeiten der akustischen Bildtechnik im Rahmen der interdisziplinären Forschung. Die Forschungsergebnisse der akustischen Bildtechnik lassen sich bereits auf den Gebieten der medizinischen Diagnose, der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung, der Unterwasserbildtechnik, der Mikroskopie und der seismischen Forschung einsetzen.

Grundprinzipien

Die Übertragung von Ultraschallwellen durch ein Medium und die Reflexion dieser Wellen durch Objekte oder Zwischenoberflächen hängen von den mechanischen Volumeneigenschaften des betreffenden Mediums oder Objektes ab. Die Messung oder Sichtbarmachung der Wellenfronten liefert wichtige Informationen über verschiedene Übertragungsmedien und wird in wachsender Breite auf den verschiedensten Gebieten eingesetzt. Dabei ist zu berücksichtigen, daß mit Hilfe der akustischen Bildtechnik Informationen über Medien oder Objekte, die für Licht undurchlässig sind, gewonnen werden können.

Die Geschwindigkeit der Ultraschallwellen in Flüssigkeiten und Festkörpern hängt vom Druck, der Dichte, der spezifischen Wärme und anderen mechanischen Eigenschaften ab. Weiterhin tragen Viskosität, thermische Leitfähigkeit, thermoelastische Eigenschaften und Gitterstörungen zu den Verlusten im betreffenden Medium bei. Auf dem Gebiet der akustischen Bildtechnik stehen für den Nachweis von Ultraschallwellen Detektoren zur Verfügung, die, wie im Fall des Nachweises elektromagnetischer Strahlung, eine quadratische Kennlinie aufweisen und damit die Energie oder Intensität erfassen. Hier sind aber auch Lineardetektoren vorhanden, die zum Nachweis von Teilchenverschiebungen im Übertragungsmedium, der Teilchengeschwindigkeit und des Schalldruckes dienen. Einige Detektoren messen den Einfluß des Schalles auf das Übertragungsmedium direkt, ohne dabei einen störenden Einfluß im Medium auszuüben. Andere Detektoren dagegen erfordern die Einführung einer Probe in die Schallwellenfront.

Die akustische Bildtechnik kann in eine aktive und eine passive Bildtechnik eingeteilt werden. Bei der aktiven Bildtechnik wird ein Sender verwendet, der Schallwellen aussendet, die entweder reflektiert oder vom interessierenden Objekt durchgelassen werden. Bei der passiven Bildtechnik ist das zu untersuchende Objekt selbst Quelle akustischer Energie. Die möglichen Entfernungen beginnen im Submillimetergebiet in der akustischen Mikroskopie. Dementsprechend ändern sich die verwendeten Frequenzen vom GHz-Gebiet bis herunter zu einigen Hz und die Wellenlängen von einigen Mikrometern bis in die Größenordnung von Kilometern.

Spezielle Nachweismethoden akustischer Wellen

Erhebliche Fortschritte wurden in jüngster Zeit beim Nachweis akustischer Wellen erzielt. Je nach den Einsatzbedingungen stehen hierfür unterschiedliche Methoden zur Verfügung. Das auf optischer Brechung beruhende Nachweisverfahren arbeitet ohne Eingriff in das Übertragungsmedium und nutzt die Schalldruckänderungen aus, die beim Durchlaufen der Schallwelle durch ein optisch transparentes Medium entstehen. Die Schalldruckänderungen bewirken ihrerseits Änderungen des optischen Brechungsindex, so daß ein das Medium durchlaufender Lichtstrahl unterschiedlich gebrochen wird. Diese akustooptische Wechselwirkung konnte auch an Lichtleitfasern festgestellt werden, so daß sich hier neue Möglichkeiten eröffnen.

Kleine Auslenkungen des Übertragungsmediums, die durch akustische Wellen hervorgerufen werden, lassen sich mit Hilfe der optischen Interferometrie erfassen. Dieses Nachweisverfahren ist besonders durch den Einsatz von Lasern attraktiv geworden.

Bei chemischen Nachweismethoden nutzt man die Verfärbung oder Veränderung chemischer Substanzen unter Einwirkung von Ultraschallwellen aus. Große Schalldruckamplituden können den hydrostatischen Flüssigkeitsdruck übersteigen und in der Flüssigkeit Hohlräume hervorrufen, die bei ihrem Zusammenbrechen Stoßwellen, Wärmeerscheinungen und Fluoreszenz verursachen. Ultraschallwellen werden in Flüssigkristallen durch eine Erwärmung gedämpft, wobei der damit verbundene Farbumschlag zum Nachweis einer Intensitätsverteilung eines Ultraschallstrahles dienen kann.

Mechanische Nachweisverfahren nutzen die Verformung einer Oberfläche aus, die von einem Ultraschallstrahl getroffen wird. Rein thermische Nachweisverfahren beruhen auf einer Erwärmung des Übertragungsmediums durch die Ultraschallenergie und verwenden entsprechende Temperaturdetektoren. Mit Hilfe von elektromechanischen Nachweisverfahren, die vorwiegend linear arbeiten, läßt sich eine direkte Umwandlung des Schalldruckes, der Teilchenverschiebung oder der Teilchengeschwindigkeit in ein elektrisches Signal vornehmen. Bei der praktischen Realisierung greift man hier auf den piezoelektrischen Effekt zurück, wobei moderne und verbesserte Bauelemente die Meßgenauigkeit und Empfindlichkeit erhöhen.

Bildsignalverarbeitung

In den meisten Fällen ist die mit Hilfe der akustischen Bildtechnik erzielbare Bildinformation in ihrer Qualität schlechter als ein optisch abgeleitetes Bild. Grund hierfür sind die längeren Wellenlängen der akustischen Strahlung, wobei im Verhältnis zur Wellenlänge die verfügbaren Aperturen normalerweise beträchtlich kleiner als die vergleichbaren optischen Aperturen sind. Aus diesem Grunde wurden erhebliche Anstrengungen unternommen, um die Auflösung der erzielbaren Bilder zu verbessern. Weiterhin ist der Rauscheinfluß in der akustischen Bildtechnik außerordentlich groß. Es waren daher Signalverarbeitungsverfahren zu finden, die eine Signalextraktion aus dem Rauschhintergrund vornehmen können. Fortschritte auf dem Gebiet der akustischen Bildtechnik gestatten es, nicht nur eine eindimensionale Darstellung vorzunehmen, sondern auch mehrdimensionale Bilddarstellungen auf der Empfängerseite zu gewährleisten.

Neben bekannten Verfahren der akustischen Bildtechnik hat in letzter Zeit insbesondere die Holografie neue Möglichkeiten bei der Signalverarbeitung und -darstellung geschaffen, wobei gleichzeitig die interferometrische Messung von Geschwindigkeitsänderungen und Veränderungen anderer akustischer Parameter möglich ist. Ein bedeutsamer Unterschied zur optischen Holografie ergibt sich bei der akustischen Holografie dadurch, daß bei der Bildwiedergabe das akustische Hologramm mit Hilfe von Lichtwellen rekonstruiert wird. Die sich dabei ergebenden Verzerrungen bedürfen einer speziellen Korrektur.

Die Signalverarbeitung und damit die Effektivität der akustischen Bildtechnik konnte in jüngster Zeit mit Hilfe digitaler Verfahren beträchtlich verbessert werden. Neuerungen betreffen hier eine erhöhte Auflösung der wiedergegebenen Bilder, die Verarbeitung stochastischer akustischer Signale sowie die Anwendung von Zeichenerkennungsmethoden bei der Bildsignalverarbeitung.

Anwendung der akustischen Bildtechnik

Besonders vorteilhaft bei der akustischen Bildtechnik ist, daß sie die Ermittlung der elastischen Materialeigenschaften ermöglicht. Damit eröffnet sich ein breites Anwendungsgebiet bei der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung, wo es gilt, Risse, Einschlüsse und Restspannungen in Schweißstellen und an gefährdeten Stellen aufzuspüren. Neu ist hierbei, daß neben dem Nachweis von Materialfehlern auch eine Auskunft über ihre Größe und ihre Form gegeben werden kann. Bauelemente nach dem CCD-Prinzip ermöglichen den Einsatz

moderner elektronischer Verfahren bei der Bildabtastung. Neben neuen piezoelektrischen Keramiken wird hier als Wandlermaterial auch PVF_2 (Polyvinylidenfluorid) eingesetzt.

Die akustische Mikroskopie kann auf den Gebieten der Biomedizin und Werkstofftechnik in immer größerem Maße als ein analytisches Verfahren eingesetzt werden. Dabei greift man vorwiegend auf die akustische Abtastmikroskopie sowie auf eine akustische Laserabtastmikroskopie zurück.

Die akustische Bildtechnik dient bei seismischen Untersuchungen zusammen mit Rechnern als ein modernes Meßverfahren bei der Erdöl- und Mineralfundstellensuche sowie auf dem Gebiet der Erdbebenvoraussage. Akustische Unterwasserbildverfahren werden bei Beobachtungs- und Inspektionsaufgaben angewandt, die unter Wasser durchzuführen sind und bei denen keine optischen Systeme eingesetzt werden können. Neu sind hier fokussierende, strahlformende und holografische Systeme, die die Möglichkeiten und Einsatzbedingungen der Unterwasserbildtechnik wesentlich verbessern.

Neuere Fortschritte der Elektronik und der digitalen Signalverarbeitungsverfahren gestatteten es, herkömmliche Ultraschallbildsysteme zu verbessern und neue Abtastverfahren zu entwickeln. Diese Resultate kommen besonders medizinischen Untersuchungen zugute und stellen eine Alternative für Röntgenstrahluntersuchungen dar. Hier sind insbesondere die Ultraschalltomografie und digitale Abtastkonverter zu nennen, die neue Möglichkeiten beim Einsatz der akustischen Bildtechnik bei medizinischen Untersuchungen eröffnen.

– n –

Nach „Spezialausgabe über die akustische Bildtechnik", Proc. of the IEEE 67 (1979) H. 4

Fachbücher

Autorenkollektiv

Konstruktion von Funktionsbaugruppen von EDVA mit integrierten Schaltkreisen

(Konstruirovanie funkcional'nych uzlov ĖVM na integral'nych schemach)
In russischer Sprache
Verlag Sowjetskoje Radio, Moskau 1978
200 Seiten, 113 Bilder, 43 Tafeln, Broschur 4,26 Mark

Seit der Entwicklung der ersten Rechenmaschinen auf der Basis von Elektronenröhren hat sich bei den elektronischen Bauelementen, der Gefäßkonstruktion und der Verarbeitungstechnologie eine bedeutende Entwicklung vollzogen. Waren anfangs ausschließlich manuelle Verarbeitungsprozesse anzutreffen, so sind heute die Entwicklung, Inbetriebnahme, Prüfung und Fertigung von EDVA selbst rechnergestützte und automatisierte Prozesse, die ohne moderne Rechner nicht mehr auskommen. Aus Gründen eines rationellen Produktionsdurchlaufs haben sich im Laufe der Zeit standardisierte Baugruppen herausgebildet, die austauschbar und teilweise selbständig prüfbar sind. Ein typisches Beispiel für diesen Entwicklungsprozeß sind die ESER-Rechner der ersten und zweiten Reihe. Bei diesen haben sich als teilbare Gefäßebenen der Schrank, der Rahmen, das Paneel und die Steckeinheit herausgebildet.

Mit dem vorliegenden Buch hat sich das Autorenkollektiv das Ziel gestellt, die bei der Entwicklung und Fertigung von ESER-Rechnern gewonnenen Erkenntnisse zusammenzufassen und sie einem breiten Leserkreis zur Nutzung zur Verfügung zu stellen. In den sechs gewählten Hauptabschnitten werden die Bauelementegrundlage, die Konstruktion und Prüfung standardisierter Funktionsbaugruppen und die Grundlagen der automatisierten Projektierung von EDVA behandelt. Da jedem logischen und technischen Entwurf einer EDVA ein bestimmtes Schaltkreisspektrum zugrunde liegt, geht jeder Geräteentwicklung eine Analyse der Schaltkreisparameter und deren Drift durch äußere Einflußfaktoren voraus. Gleichzeitig muß für das einheitliche Handeln aller Entwerfer eine sogenannte „Entwurfsphilosophie" bereitgestellt werden, wodurch die Einheitlichkeit und Funktionssicherheit einer Anlage gewährleistet wird. Zu diesem Problemkreis stellen die Autoren im ersten Abschnitt die mathematischen Grundlagen bereit, wobei statistische und Optimierungsverfahren zur Berücksichtigung der Streuwerte der Schaltkreisparameter einbezogen werden.

Aus dem zweiten Abschnitt kann der Anwender sowjetischer Schaltkreise einige Informationen über die Konstruktion und Herstellung integrierter Schaltkreise entnehmen; so z. B. über den Wärmewiderstand standardisierter Schaltkreisgehäuse, die Gehäuseabmessungen mit Toleranzen, die zusätzliche Wärmeableitung u. a. Denn das sind alles Größen, die Einfluß auf die Materialauswahl und Gestaltung des Trägerelementes der integrierten Schaltkreise, der Leiterplatte, haben.

Wie eine Leiterplatte hergestellt wird, welche Materialien und Steckverbinder im Zusammenhang mit schnellen Schaltkreisen einsetzbar sind, besprechen die Autoren im dritten Abschnitt. Die Mehrebenenleiterplatte nimmt dabei den größten Raum ein, da sie nicht nur Trägerelement für IS, sondern auch ein wichtiges Verdrahtungsmittel ist. An Leiterplattenbeispielen aus den Rechnern EC-1020, EC-1030, EC-1050 und EC-1060 diskutieren die Autoren die Zusammenhänge: Leiterplattengröße und Anzahl der IS, Anzahl der Verbindungen zwischen den IS auf einer Leiterplatte, Anzahl der Verbindungen zwischen den Leiterplatten auf verschiedenen Paneelen, Anzahl der Verbindungen von einer IS zu anderen IS. Diese Analyse des Ist-Standes gibt Hinweise auf die zu erwartenden Entwicklungsrichtungen beim Einsatz höherintegrierter Schaltkreise in EDVA.

Der folgende Abschnitt behandelt die Kontrolle und Prüfung der Steckeinheit während des Herstellungsprozesses. Untersucht werden auch die äußeren Einflüsse, wie z. B. Umweltbedingungen und Beschleunigungen, auf die Qualität und Zuverlässigkeit einer Steckeinheit. Die dazu notwendigen technischen Einrichtungen (Rütteltisch, Klimakammer) sowjetischer Produktion werden ebenfalls vorgestellt.

Im letzten Abschnitt wird ein sehr umfangreiches System der automatisierten Projektierung von EDVA besprochen. Dazu gehören umfangreiche Programmpakete, die eine Vielzahl von Teilprozessen beinhalten, die hier nicht alle aufgeführt werden können. Durch den komplexen Einsatz dieser Programme laufen alle Phasen einer Projektentwicklung, vom logischen Entwurf über die Herstellung der Funktionsbaugruppen bis zur Inbetriebnahme und Dokumentationserstellung, rechnergestützt ab.

Das Buch ist Konstrukteuren und Entwicklungsingenieuren von EDVA zu empfehlen.

G. Turinsky

Handbuch zur Anwendung von Industrieroboter

(Posobye pro primeniju promyšlennych robotov)
Aus dem Japanischen, redaktionell bearbeitet von P. N. Beljanin, B. S, Rozin, V. N. Danilevskij
In russischer Sprache
Verlag MIR, Moskau 1975
456 Seiten, zahlreiche Bilder und Tafeln
Halbleinen 8,65 Mark
Bestellnummer VII A-3594

Die rasche Entwicklung von Robotern für den industriellen Einsatz wirft vielfältige Probleme von der technischen Realisierung, robotergerechten Konstruktion usw. bis hin zu ökonomischen Konsequenzen auf. Alle diese Fragen der Automatisierung der Produktion auf der Grundlage von Industrieroboter werden angesprochen.

Die einleitenden Ausführungen geben neben notwendigen Erläuterungen zu Fachtermini und Definitionen Hinweise zur Nützlichkeit und Notwendigkeit des Robotereinsatzes in der gegenwärtigen Phase der Automatisierung der Produktion. Der grundsätzliche Aufbau von Robotern, z. B. typische Greifer, Sensoren, Steuerungen und andere Grundelemente, wird bis zur Vorstellung von drei Robotertypen mit konkreten Hinweisen zu deren Nutzung anhand von Beispielen weitergeführt. Eine Auswertung bisheriger Erkenntnisse aus dem Robotereinsatz enthält wichtige Hinweise sowohl für den Hersteller als auch für den Betreiber von Industrieroboter. Auf diesen Ergebnissen und anderen Einflußfaktoren bauen die nachfolgenden Ausführungen zu

Tendenzen von Entwicklung und Einsatz von Industrierobotern auf, wobei besonderer Wert auf die Konstruktion der mechanischen Elemente und auf die Mittel und Verfahren der Steuerung gelegt wird.
Das vorliegende Buch über Industrieroboter ist jedem Fachmann zu empfehlen, der mit Problemen der modernen Automatisierungstechnik konfrontiert ist. Es bietet aber auch Spezialisten, z. B. der industriellen Elektronik, Konstrukteuren und Technologen des Maschinenbaus usw. vielfältige Anregungen.

G. Graichen

G. Naumann, W. Meiling, A. Stscherbina

Standard-Interfaces der Meßtechnik

Reihe Meßtechnik
1. Auflage
VEB Verlag Technik, Berlin 1980
288 Seiten, 129 Bilder, 67 Tafeln
Kunstleder mit Schutzumschlag 38,00 Mark
Bestellnummer 552 846 6

Das vorliegende Buch ist eine begrüßenswerte Neuerscheinung, da es in zusammenfassender Form die Gestaltung der Koppelstellen beim Aufbau automatischer Informationsverarbeitungssysteme, insbesondere Meßsysteme, behandelt.
Nach einleitenden Ausführungen zur Bedeutung standardisierter Koppelstellen, zum grundsätzlichen Inhalt eines Standard-Interface, zu charakteristischen Systemstrukturen und zu Klassifizierungsmerkmalen werden die wesentlichen Bedingungen einiger Standard-Interfaces näher betrachtet. Hierbei werden vorgestellt:

INTERFACE IMS-1 des RGW
Standard-Interface SI 1.2 der DDR
Standard-Interface BS 4421 von Großbritannien
Standard-Interface Sif 1000 der DDR
Standard-Interface SIAL des RGW
Standard-Interface SI 2.2 der DDR
Standard-Interface CAMAC
Byteserielles, bitparalleles Interface des IEC
INTERFACE IMS-2 des RGW
PDV-Bus

Ausführlich werden folgende Systeme besprochen:

INTERFACE IMS-1 und SI 1.2
Byteserielles, bitparalleles Interface CAMAC.

Dabei werden die funktionellen, elektrischen und konstruktiven Bedingungen definiert und erläutert. Es werden Anwendungs- und Programmierungsbeispiele gegeben. Anhand von Blockbildern, Logikplänen und Zeitdiagrammen werden die Zusammenhänge veranschaulicht, wobei die Symbole nach TGL 16 056 Anwendung finden. Beim byteseriellen, bitparallelen Interface werden auch Zustandsgraphen verwendet.
In weiteren Abschnitten werden die Kopplung von Funktionseinheiten mit unterschiedlichen Interfaces sowie die Gestaltung der Ein/Ausgabe-Schnittstellen bei Rechnern behandelt. Hierbei wird insbesondere auf die programmierbaren Schnittstellen-Bausteine des Z 80-Systems eingegangen.
In diesem Buch wird eine Fülle von praktisch verwertbaren Fakten geboten, so daß hiervon alle profitieren können, die mit dem Aufbau, der Bedienung und Wartung von automatischen Informationsverarbeitungsanlagen beschäftigt sind. Das Buch kann aber auch als grundlegende Information für Lehrende und Studierende Verwendung finden.

Aus der Tatsache, daß trotz aller Vereinheitlichungsbestrebungen der mit der Standardisierung befaßten Techniker eine verwirrende Vielfalt von Interface-Systemen und zugehörigen Detaildefinitionen entstanden ist und noch weiter entsteht, erklärt es sich, daß die einheitliche Aufbereitung des Koppelstellenproblems große Schwierigkeiten bereitet. Es ist daher dem Autorenkollektiv als Verdienst anzurechnen, sich dieser mühevollen Arbeit unterzogen zu haben.

Ein kleiner Hinweis sei gestattet: Trotz der bei den drei ausführlich besprochenen Systemen erfolgten sorgfältigen Aufbereitung aller definierten Variablen und Variablenbeziehungen sowie deren Abkürzungen in Tabellenform sind in dem Buch noch zahlreiche weitere, meist im Text definierte Abkürzungen enthalten, die sich der Leser ebenfalls einprägen muß. Es wäre sicherlich günstig, auch diese noch an geeigneter Stelle, eventuell im Anhang, tabellarisch zu erfassen.

J. Matschke

P. W. Becker

Recognition of Patterns Using the Frequencies of Occurrence of Binary Words

Springer Verlag, Wien, New York 1978
3., überarbeitete und erweiterte Auflage
236 Seiten, 24 Bilder, 3 Tafeln
Broschur

Das Buch wendet sich an einen relativ engen Kreis von Fachleuten auf dem Gebiet der Objekt- bzw. Mustererkennung. Das Problem der Objekterkennung gewinnt in letzter Zeit zunehmende Bedeutung, nicht nur wegen einer möglichen effektiven Anwendung des Sonderfalls Zeichenerkennung in der modernen Datenerfassungstechnik. In diesem Sinne ist das vorliegende Buch als eine Bereicherung anzusehen.
Der Autor setzt sich zu Beginn sehr ausführlich mit Problemen beim Entwurf von Mustererkennungssystemen auseinander, wobei besonderer Wert auf die Merkmalextraktion gelegt wird.
Die eigentliche Neuheit dieses Buches, der Entwurf eines Mustererkennungssystems auf der Grundlage der Auftrittsfrequenzen binärer Worte (FOBW-Methode), wird im Abschnitt 2 dargelegt, wozu nachfolgend entsprechende Computerprozeduren angegeben werden. Zur Vereinfachung wird die Beschreibung nur für zwei Klassen eingeschränkter Gestalt angegeben. Unter Einführung eines Abstandsmaßes S für die Untersuchung der Binärfolgen auf separierfähige Merkmale und Anwendung iterativer Methoden werden effektive Merkmalsätze für eine Klassifizierung gesucht.
Relativ viel Raum wird im Abschnitt 5 der stochastischen Simulation (Generierung) von Mustern gewidmet, während dagegen Fragen der Hardware-Realisierung im letzten Abschnitt des Buches wohl doch zu kurz gehalten sind. Es werden zwei Anwendungsfälle der FOBW-Methode dargestellt: Ein Schallanalysator (zur Erkennung der Fehlfunktion von Düsentriebwerken) und ein Wortanalysator, der die zehn gesprochenen Ziffern 0 bis 9 erkennt.
Generell ist einzuschätzen, daß dieses Buch keine wesentlichen Neuheiten auf dem Gebiet der Mustererkennung bietet. Es wird auch hier von einem Vektorkonzept ausgegangen, mit dem bisher das Problem eines Beleglesers nicht zufriedenstellend gelöst werden konnte; das Hauptaugenmerk wird bekannterweise auf die Merkmalextraktion gelegt, mit der alle Mustererkennungssysteme stehen und fallen. Die Erkennung von zehn Klassen ist für größere Anwendungen, sei es in der Datenerfassungstechnik oder auch auf anderen Gebieten der Objekterkennung, nicht ausreichend.
Das Buch ist von seiner Anlage her für den Fachmann interessant, wie auch die im Anhang 2 angeführte, vom Autor entwickelte Θ-Transformation. Wertvoll ist ebenso die ausführliche Bibliografie unter Einschluß der im Anhang 1 angegebenen neuesten Werke auf dem Gebiet der Mustererkennung.

B. Ahner

KONDENSATOR-MIKROFONE

- Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.
- Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen
- Meßmikrofone 20 Hz · · · 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an

RFT · VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR · 6552 Gefell · Telefon 262 · Telex 58-88 43
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR · 102 Berlin, Alexanderplatz · Haus der Elektroindustrie

Monostabile Kippschaltung mit JK-Master-Slave-Flip-Flop

Obwohl es in der TTL-Schaltkreisfamilie auch integrierte Lösungen für Zeitbaustufen (...74121, ...74123) gibt, reichen diese nicht für alle Anwendungsfälle aus. So werden beispielsweise für den Taktabgleich in EDVA Impulsbreiten benötigt, die unter den mit den genannten IS erreichbaren Werten liegen. Ausweichlösungen bestehen deshalb oft in der Kombination von logischen Gattern mit einfachen RC-Zeitgliedern.

Wie man dennoch ohne großen Bauelementeaufwand auf sehr geringe Impulsbreiten kommen kann, zeigen die Bilder 1 und 2. Die gezeigten monostabilen Kippschaltungen bestehen aus einem J-K-Master-Slave-Flip-Flop und einer Anzahl von Gattern zur Informationszwischenspeicherung. Die Ausgänge Q und $\overline{Q}$ des Flip-Flops sind auf die Vorbereitungseingänge J und K zurückgeführt. Als Triggereingang ist der Takteingang C vorgesehen. Zusätzlich wird zur Impulsbreitenbildung das verzögerte Ausgangssignal auf den Rücksetzeingang R gegeben. Im stabilen Zustand (R = H, Q = L, $\overline{Q}$ = H, C = L) sind die Vorbereitungseingänge demnach

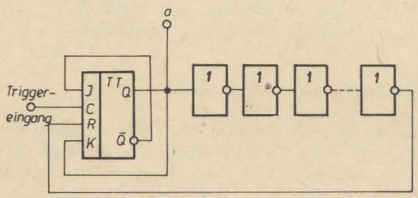


Bild 1: Monostabile Kippschaltung, ungerade Anzahl von Gattern in der Rückführung

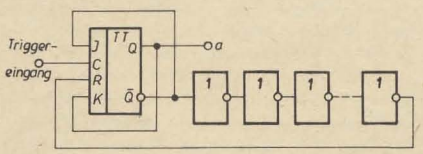


Bild 2: Monostabile Kippschaltung, gerade Anzahl von Gattern in der Rückführung

mit folgenden Potentialen belegt: J = H und K = L. Mit der ersten positiven Triggerflanke wird das H-Signal am J-Eingang in den Masterteil eingetragen und mit der darauffolgenden negativen Triggerflanke in den Slaveteil übertragen. Am Ausgang Q erscheint zu diesem Zeitpunkt ein L-H-Sprung, der um die Schaltzeiten der angeschlossenen Gatter verzögert und negiert als H-L-Sprung am Rücksetzeingang wirksam wird. Mit dem dadurch eingeleiteten Rücksetzvorgang wird der Ausgang Q wieder auf L-Potential gebracht. Die Zeit vom Anlegen der negativen Triggerflanke bis zur Beendigung des Rücksetzens ist die instabile Phase der monostabilen Kippschaltung. Wie das Zeitdiagramm im Bild 3 zeigt, wird die Impulsbreite t_p am Ausgang a von der Gatterschaltzeit t_D und der Rücksetzzeit des Flip-Flops bestimmt. Zu beachten ist, daß bei einer ungeraden Anzahl von Gattern das Q-Signal und bei einer geraden Anzahl von Gattern das $\overline{Q}$-Signal in die Rückführung eingespeist wird. Damit ist die für das Rücksetzen erforderliche Phasenlage erfüllt. Mit den Schottky-TTL-Schaltkreisen MH 74 S 112 und MH 74 S 04 sind Impulsbreiten von t_p = 12...35,5 ns erreichbar. Es wurden die im Datenblatt angegebenen maximalen Schaltzeiten eingesetzt.

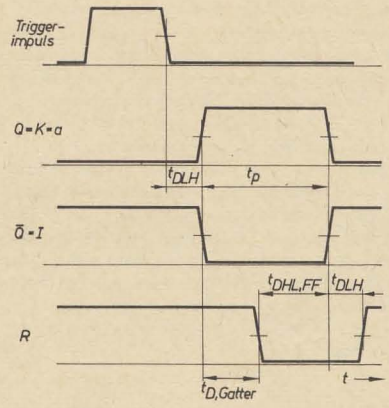


Bild 3: Zeitdiagramm zu Bild 1

Mit der Vergrößerung der Gatteranzahl wächst entsprechend die Impulsbreite. Auch beim Übergang auf Schaltkreise aus der Standardserie D 10 nimmt die erreichbare Impulsbreite zu.

G. Turinsky

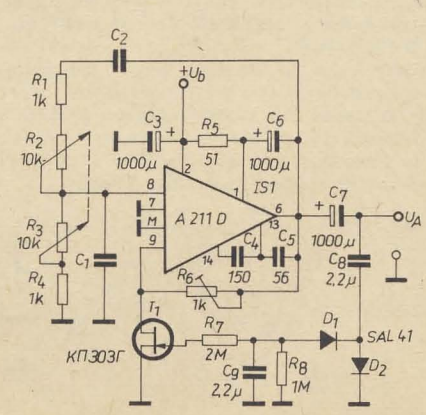
Sinusgenerator mit der integrierten Schaltung A 211 D

In dem Beitrag „A 211 D – integrierter 1-W-NF-Verstärker" in rfe 24 (1975) H. 21, S. 691–693, wurde darauf hingewiesen, daß der Schaltkreis A 211 D prinzipiell auch zum Aufbau von Sinusgeneratoren geeignet ist. Die im Bild dargestellte Schaltung zeigt einen erprobten Sinusgenerator mit einem Frequenzbereich von 1 Hz...100 kHz und einem minimalen Lastwiderstand von R_L = 8 Ω. Die Ausgangsspannung beträgt $U_{A\,eff}$ = 0,5 V. Die Amplitude der Ausgangsspannung ändert sich bei einer Laständerung von $R_L = \infty$ auf R_L = 8 Ω um 1 %. Die integrierte Schaltung A 211 D wird in dieser Schaltung als Operationsverstärker verwendet. Mit R_6 als Gegenkopplungswiderstand und dem Drain-Sourcewiderstand von T_1 wird die Verstärkung des A 211 D eingestellt. Die Frequenz des Generators wird nach Gl. (1) berechnet.

$$f = \frac{1}{2\pi C_2 (R_1 + R_2)} \qquad (1)$$

Der Frequenzbereich des Generators wurde in folgende Einzelbereiche unterteilt:

	f	C_1 und C_2
I	1,0 Hz...10 Hz	16 µF
II	10 Hz...100 Hz	1,6 µF
III	0,1 kHz...1 kHz	160 nF
IV	1 kHz...10 kHz	16 nF
V	10 kHz...100 kHz	1,6 nF



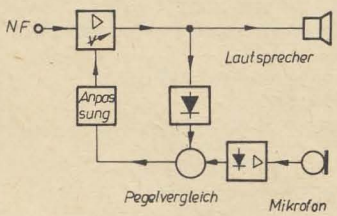
Die Betriebsspannung beträgt U_B = +14 V. Der Generator schwingt aber noch bei einer Betriebsspannung von U_B = +9 V. Die Frequenzstabilität beträgt $\Delta f/f = \pm 1$ %.

Peter Schmidt

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Isotopen- und Strahlenforschung der Akademie der Wissenschaften der DDR.

Störgeräuschabhängige automatische Lautstärkesteuerung

Eine störgeräuschabhängige automatische Lautstärkesteuerung (SALS) paßt die Lautstärke eines Autoradios bzw. eines Auto-Kassettentonbandgeräts an die jeweils herrschenden Fahr- und Motorgeräusche an. Dadurch braucht der Lautstärkeeinsteller nicht mehr entsprechend dem jeweils vorhandenen Geräuschpegel nachgestellt zu werden. Das Prinzip wird in unserem Bild aus Radio Fernseh Phonopraxis 23 (1979) H. 10, S. 41, veranschaulicht. Aufnehmer für den sich ändernden Geräuschpegel im Autoradio ist ein gegen Körperschall geschütz-



tes Kondensatormikrofon. Das NF-Signal am Lautsprecheranschluß wird zur Realisierung der störgeräuschabhängigen automatischen Lautstärkesteuerung gleichgerichtet, gesiebt und einer Pegelvergleichsstufe zugeführt. An diese Stufe gelangt nach entsprechender Verstärkung und Gleichrichtung auch das vom Mikrofon aufgenommene Signal. Aus dem Vergleich wird ein Steuersignal gewonnen, das über eine entsprechende Anpassung die Verstärkung des NF-Verstärkers automatisch verändert. Auf diese Weise vergrößert oder verkleinert sich die Lautstärke in Abhängigkeit vom vorhandenen Geräuschpegel.

Transistorisierter Spannungsregler für die Drehstromlichtmaschine des sowjetischen PKW Wolga GAS-24

Im folgenden Beitrag werden Schaltung und konstruktiver Aufbau des transistorisierten Spannungsreglers PP-350 dargestellt. Im Gegensatz zu bisher benutzten elektromechanischen Reglern für Drehstromlichtmaschinen hat dieser Typ eine höhere Regelgenauigkeit für die Bordspannung und ist im weiten Temperaturbereich von −35...+50 °C einsetzbar. Für Amateure ist diese Beschreibung insofern interessant, als sich Reparaturmöglichkeiten für diesen Regler ergeben (er wird meist in den Werkstätten als kompletter Ersatzteil ausgewechselt), aber auch Möglichkeiten, dort eingesetzte Bauelemente noch für andere Zwecke zu verwenden.

Im Bild 1 ist die Schaltung dargestellt, die, ausgehend von einer Z-Diode Д 808 mit etwa 9 V Zenerspannung, einen Gleichstromleistungsverstärker enthält, der die Erregerwicklung so mit Strom versorgt, daß die Spannung zwischen Plus und Masse im Bereich von etwa 13,5 V verbleibt. (Der genaue Wert wird im Zusammenhang mit Batterie und Drehstromlichtmaschine im Werk festgelegt.) Die Toleranzen für die Bordspannung betragen 13,2...14,5 V, dabei ist der Drehzahlbereich der Lichtmaschine 2 500...10 500 U/min, und der Laststrom kann in

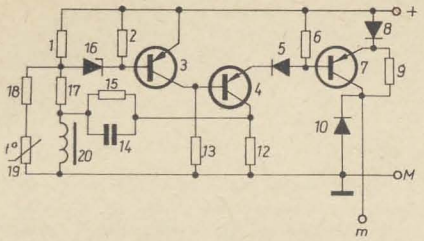


Bild 1: Schaltung des Transistorregelgerätes PP 350 für den PKW Wolga GAS-24

den Grenzen von 3...28 A schwanken (maximale Belastbarkeit der Drehstromlichtmaschine 400 W).

Die in der Schaltung angegebenen Ziffern bedeuten:

1 Widerstand МЛТ-0,5 220 Ω ± 5%
2 Widerstand МЛТ-0,5 300 Ω ± 10 %
3 Ge-Transistor П 302
4 Ge-Transistor П 214-Б
5 Si-Diode КД 202 Г
6 Widerstand МЛТ-0,25 51 Ω ± 5 % (3 Stück parallel ≈ 17 Ω)
7 Ge-Transistor П 217
8 Si-Diode КД 202-В
9 Widerstand МЛТ-1 220 Ω ± 10 %
10 Diode КД 202-В
12 Widerstand МЛТ-2 82 Ω 5 % (3 Stück parallel ≈ 27 Ω)
13 Widerstand МЛТ-1 470 Ω ± 5 %
14 Metallpapierkondensator МБМ 0,05 µF/160 V ± 10 %
15 Widerstand МЛТ-0,5 3 kΩ ± 5 %
16 Z-Diode Д 808
17 Widerstand МЛТ-0,5 100 Ω ± 5 %
18 Widerstand МЛТ-0,5 390 Ω ± 5 %
19 Thermistor ММТ-1 1 kΩ
20 Drossel (konstruktiver Teil)

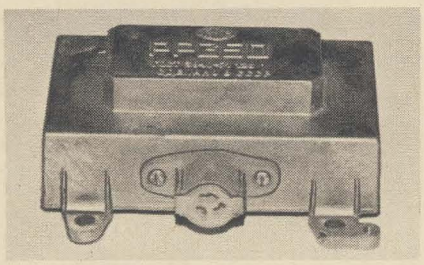


Bild 2: Konstruktive Ausführung des Transistorspannungsreglers PP-350
Foto: M. Fischer

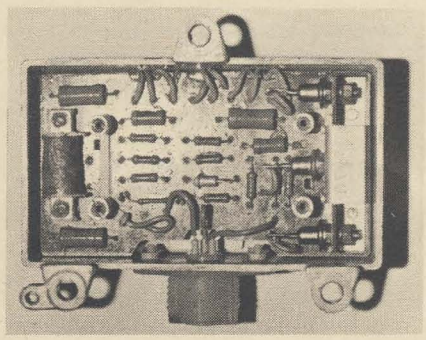
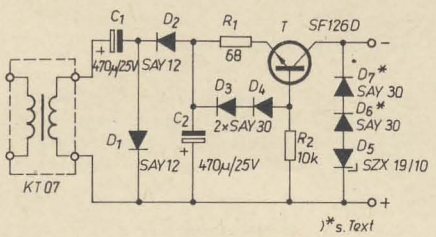


Bild 3: Innenaufbau des Transistorspannungsreglers PP-350
Foto: M. Fischer

Bild 2 zeigt das Gehäuse aus Aluminiumguß, in dem die Leiterplatte mit den elektronischen Bauelementen angeordnet ist, die Verbindung mit der Lichtmaschine erfolgt über einen dreipoligen Stecker (Plus, Masse und Erregerwicklung). Im Bild 3 ist die Anordnung der Bauelemente auf der Leiterplatte dargestellt, man erkennt die drei Si-Leistungsdioden auf der Kühlfläche, die Z-Diode in der Mitte der Platte und die neun flexiblen Verbindungen mit den Leistungstransistoren.

Einfaches Ladegerät für sowjetische Kleinakkumulatoren 7Д-0,1

Die wiederaufladbaren sowjetischen Kleinakkumulatoren 7Д-0,1, die u. a. in sowjetischen TT-empfängern benutzt werden (z. B. Selga, Quarz), eignen sich auch recht gut zum Betrieb anderer netzunabhängiger Schaltungen. Unser Bild zeigt den Stromlaufplan eines einfachen Ladegerätes, das eine Überladung des angeschlossenen Akkumulators auch bei Dauerbetrieb zuverlässig vermeidet. Die Verwendung eines handelsüblichen Klingeltransformators erleichert darüber hinaus auch das Einhalten der einschlägigen Sicherheitsbestimmungen.
Geladen wird über eine Konstantstromquelle (T) mit I = 10 mA. Beim Erreichen der Ladeschlußspannung von 10,5...10,8 V wird der Ladevorgang durch die Stromübernahme der Dioden D_5 bis D_7 auf Erhaltungsladung verringert. Das ermöglicht unkontrollierte Dauerladung bzw. Pufferung. Die erforderliche Betriebsspannung wird mit einer Spannungsverdopplerschaltung gewonnen.



Entsprechend den möglichen Toleranzen der Z-Diode D_5 können gegebenenfalls die Diode D_6 oder die Dioden D_6 und D_7 entfallen. Bei leerlaufendem Ausgang kann die Ladeschlußspannung direkt gemessen werden. Bei Beachtung der zulässigen Ströme und Verlustleistungen für die Bauelemente läßt sich die Schaltung leicht für andere Akkumulatortypen umdimensionieren.

Dipl.-Ing. Woltram Friedrich

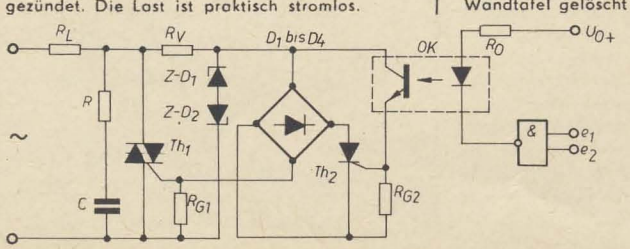
Optoelektronische Ansteuerung von Triacs

Bei der Anwendung von Thyristoren und Triacs in Schaltungen der Leistungselektronik tritt stets das Problem der potentialfreien Zuführung der Zündimpulse auf. Üblicherweise werden die Zündsignale nach einer entsprechenden Verstärkung mit Zündpulsübertrager an den Thyristor geschaltet. Neuerdings erlauben optoelektronische Koppelelemente eine wesentlich ökonomischere Lösung für die Potentialtrennung. Die Verstärkung der Zündimpulse muß dann unmittelbar am Thyristor erfolgen. Die im Bild nach Electronics 52 (1979) H. 18, S. 195–198, dargestellte Schaltung zeigt eine äußerst zweckmäßige Lösung dieses Problems. Die Anordnung eignet sich sehr gut für sogenannte Wechselstromrelais und bietet außerdem beste Voraussetzungen für eine Integration. Mit Hilfe von TTL-Signalen können Wechselströme direkt geschaltet werden.
Nimmt man an, daß einer der beiden Eingänge e_1, e_2 L-Potential führt, so befindet sich am Ausgang des NAND-Gatters (z. B. vier D 100) H-Pegel, und die Lumineszendiode im Optokoppler ist stromlos. Wegen des dann ebenfalls stromlosen Fototransistors kann der Hilfsthyristor Th_2 keinen Zündstrom erhalten. Dadurch wird der Brückengleichrichter im Leerlauf betrieben, und auch der Triac wird nicht gezündet. Die Last ist praktisch stromlos.

Die Schaltelemente R, C dienen der TSE-Beschaltung des Triacs, die Spannung am gesperrten Triac wird mit R_V und der Z-Dioden-Anordnung begrenzt und dem Brückengleichrichter zugeführt, der daraus die Betriebsspannung für den Hilfsthyristor ableitet. Der Widerstand R_0 dient der Begrenzung des Stromes über die Lumineszenzdiode.
Befinden sich beide Eingänge auf H-Potential, fließt Strom über die Lumineszenzdiode im Koppler. Der Fototransistor wird beleuchtet, und der Fotostrom zündet den Hilfsthyristor. Dieser schließt den Diagonalzweig der Gleichrichterbrücke kurz, was zur Zündung des Triacs und damit zum Einschalten von Laststrom führt. Die beschriebene Wirkungsweise hat gezeigt, daß die Zündung des Triacs unverzögert zu jedem beliebigen Zeitpunkt erfolgt, sofern nicht gerade die Netzspannung durch Null geht. In jedem Nulldurchgang des Laststromes verlöschen beide Thyristoren. Für ein ständiges Einschalten der Last ist es folglich notwendig, daß e_1 e_2 = H erhalten bleibt. Mit Beginn jeder neuen Netzhalbwelle erfolgt eine neue Zündung der Thyristoren. Bei ohmscher Last liegt folglich Nullspannungsbetrieb vor. Im Falle von induktiver Last eilt der Strom der Spannung nach. Die Thyristoren verlöschen also erst nach dem Nulldurchgang der Netzspannung. In diesem Augenblick erscheint dann Spannung am Triac, die gleichgerichtet auch am Hilfsthyristor auftritt. Dadurch erfolgt sofort nach dem Stromnulldurchgang eine erneute Zündung. Die Anordnung arbeitet also bei induktiver Last im Nullstrombetrieb. Diese automatische Anpassung der Betriebsart an die Last ist ein wesentlicher Vorzug der Schaltung und sichert ein sehr breites Einsatzgebiet.

Elektronische Wandtafel

Eine neue elektronische Wandtafel wird zusammen mit einer digitalen Nachrichtenübertragung über Telefonleitungen zur Übermittlung von visuellen Daten benutzt. Sie kann zum Beispiel zum Fernunterricht oder für Fernsehkonferenzen eingesetzt werden. Die Wandtafel stellt im Prinzip ein druckempfindliches Dateneingabegerät dar und besteht aus einer Aluminium-Honigwabenschichtstruktur mit einer druckempfindlichen Dateneingabefläche. Unter der Schreibfläche der Wandtafel befinden sich in der Reihenfolge der Schichten eine vordere Plastschicht, ein Widerstandsmaterial, eine Luft-Abstandsschicht, wiederum ein Widerstandsmaterial und eine rückwärtige Plastschicht. Beim Schreiben auf der Wandtafel werden die sonst durch die Luftschicht voneinander getrennten Widerstandsmaterialien durch den beim Schreiben entstehenden Druck an diesen Stellen miteinander in Kontakt gebracht. Die jeweilige Schreibposition wird von Spannungen ermittelt, die an den entsprechenden Schichten anliegen. Der Spannungsbereich beträgt etwa 0 bis 5 V, wobei zur Ermittlung der jeweiligen horizontalen und vertikalen Koordinaten unterschiedliche Schichten herangezogen werden. Die Spannungsproben werden dem Schriftzug häufig genau entnommen, so daß auch schnell geschriebene Darstellungen ausreichend genau wiedergegeben werden können. Die so ermittelten Abtastwerte werden digital in einen Datenstrom von 1 300 bit/s umgewandelt und übertragen. Auf der Empfängerseite übernimmt ein Monitor die Darstellung der übertragenen visuellen Informationen. Gleichzeitig wird auch der begleitende Sprachtext übertragen. Über einen Infrarotlichtstrahl kann auf der elektronischen Wandtafel gelöscht werden.



Patente

Gewinnung vertikalfrequenter Hilfsimpulse und Schaltspannungen für einen SECAM-Dekoder mit Kennimpulskanal

DD-WP 123 258

Int. Cl.²: H 04 N 9/46

Anmelder: VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Die Schaltungsanordnung benötigt nur einen Vertikalimpuls und nur eine Impulsformstufe. Eine zusätzliche Transistorstufe für die Schaltspannung der Farbträgerfalle im Luminanzkanal kann dabei entfallen.

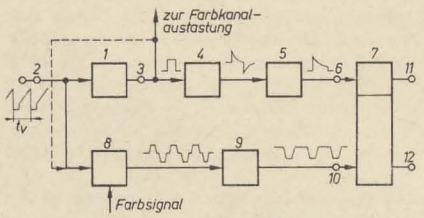


Bild 1

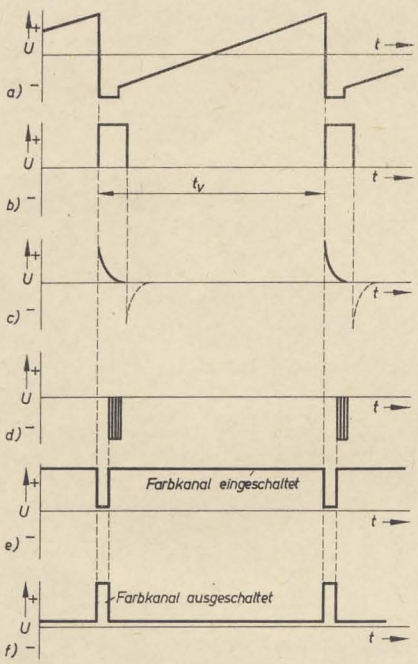


Bild 2

In dem im Bild 1 dargestellten Blockschaltbild ist eine Impulsformstufe 1 mit dem Eingang 2 und dem Ausgang 3 ausgangsseitig über ein Differenzierglied 4 und eine Beschneideschaltung 5 mit dem ersten Eingang 6 einer bistabilen Schaltung 7 verbunden. Ein vom Farbartsignal angesteuerter und eingangsseitig mit dem Eingang 2 der Impulsformstufe verbundener Kennimpulsdemodulator 8 ist über eine Beschneideschaltung 9 an den zweiten Eingang 10 der bistabilen Schaltung 7 angeschlossen. An den Ausgängen 11 und 12 der bistabilen Schaltung sind verschiedene Schaltspannungen abgreifbar. Aus dem auf den Eingang 2 gelangenden vertikalfrequenten Impuls wird ein verlängerter Vertikalimpuls gewonnen, der einerseits am Ausgang 3 zur Austastung des Farbkanals abgenommen, andererseits nach Differentiation am Differenzierglied und Beschneidung in der Beschneideschaltung 5 als Schaltimpuls auf den Eingang 6 der bistabilen Schaltung geleitet wird. Von den vom vertikalfrequenten Impuls und dem Farbartsignal angesteuerten Kennimpulsdemodulator wird über die Beschneideschaltung 9 ein Kennimpuls erzeugt und auf den Eingang 10 der bistabilen Schaltung geführt. Am Ausgang 11 steht die Schaltspannung für die Farbträgerfalle im Luminanzkanal und am Ausgang 12 die Schaltspannung für die Farbkanalauf- und Farbkanalabschaltung zur Verfügung. Der Ausgang 11 ist mit dem Kollektor des Transistors der bistabilen Schaltung verbunden, der bei eingeschaltetem Farbkanal gesperrt ist. Eine mögliche Abwandlung der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung wird durch die gestrichelt gezeichnete Verbindung zwischen dem Ausgang 3 und dem Kennimpulsdemodulator dargestellt. Dabei wird dann der Kennimpulsdemodulator anstatt vom vertikalfrequenten Impuls von Eingang 2 vom verlängerten, geformten Impuls vom Ausgang 3 angesteuert.

Der vertikalfrequente Ausgangsimpuls und die daraus gewonnenen Hilfsimpulse und Schaltspannungen sind im Bild 2 dargestellt. Es zeigt:

a) den vertikalfrequenten Impuls am Eingang 2
b) den verlängerten, geformten Vertikalimpuls am Ausgang 3
c) den differenzierten, beschnittenen und verlängerten Impuls zum Schalten der bistabilen Schaltung am Eingang 6
d) demodulierte und beschnittene Kennimpulse zum Schalten der bistabilen Schaltung am Eingang 10
e) die Schaltspannung für die Farbträgerfalle des Luminanzkanals am Ausgang 11
f) die Schaltspannung für die Farbkanalauf- bzw. Farbkanalabschaltung am Ausgang 12.

Schaltung zur Erzeugung einer Vorzugslage

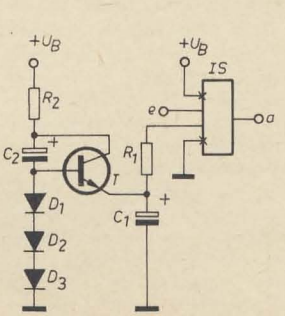
DE-AS 2 739 559

Int. Cl.²: H 03 K 17 22

Anmelder: Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH, Frankfurt

Beim Ein- und Ausschalten integrierter Halbleiterschaltungen kommt es häufig vor, daß eine bestimmte Vorzugslage eingestellt werden soll. Sind alle Teilschaltungen gleichwertig, so stellt sich ohne Zusatzmaßnahmen eine zufällige Belegung der Ein- und Ausgänge ein.

Mit der erfindungsgemäßen Anlaufschaltung wird eine Vorzugslage erzwungen. Die Anlaufschaltung besteht aus einem npn-Transistor mit einem Zeitglied R_2C_2 und mehreren Halbleiterdioden im Basiskreis. Während der Aufladephase (Versorgungsspannung wurde zugeschaltet) wird sowohl der Kondensator C_2 als auch der Kondensator C_1 aufgeladen. Wenn C_2 aufgeladen ist, liegt an der Basiselektrode von T praktisch Massepotential, wodurch dieser unabhängig von den Verhältnissen in der übrigen Schaltung stromlos wird. Dies wäre selbst dann der Fall, wenn beispielsweise C_1 kurzgeschlossen würde. Die Zeitkonstante der Aufladung $\tau_2 = R_2C_2$ ist so gewählt, daß der Transistor erst dann gesperrt wird, wenn am Kondensator C_1 die Aufladung abgeschlossen ist ($\tau_2 > \tau_1$) und eine Entladung bzw. weitere Aufladung des C_1 über R_1 und den Eingang der integrierten Schaltung nicht mehr erfolgen kann. Somit wird die Anlaufschaltung dann abgetrennt, wenn die IS ihren stabilen Zustand erreicht hat. Die vorgeschlagene Anlaufschaltung eignet sich besonders zur Steuerung von Mehrkanalschaltern in Rundfunk- und Fernsehgeräten zur Einstellung eines bestimmten Senders beim Zuschalten der Versorgungsspannung.



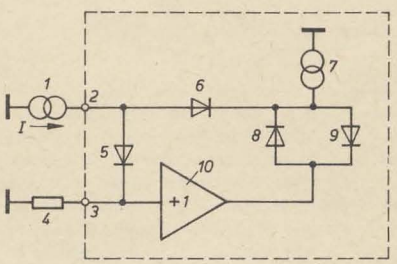
Anordnung zum schnellen Schalten eines Gleichstromes

DD-WP 138 926

Int. Cl.²: H 03 K 17/74

Erfinder: K. Barenthin und R. Ludlei

Die Erfindung betrifft eine Anordnung zum schnellen Schalten eines Gleichstromes, die im wesentlichen aus zwei Dioden besteht und bei der durch Ansteuerung mit einer Rechteckspannung die Dioden wechselseitig leitend werden. Derartige Anordnungen sind für die Bildung von Ladungsbeträgen in Analog-Digital(Frequenz)-Umsetzern anwendbar. Die Vorteile der Schaltung bestehen darin, daß ohne Verwendung spezieller Bauelemente und aufwendiger Ansteuerschaltungen die temperaturbedingten Fehlströme in den Schaltelementen vermieden werden.



Wie die Prinzipschaltung zeigt, ist dazu die Stromquelle 1 auf den Stromeingang 2 der erfindungsgemäßen Anordnung geschaltet. An den Stromausgang 3 ist der Verbraucher 4 geschaltet. Zwischen Stromeingang 2 und Stromausgang 3 ist eine Halbleiterdiode 5 angeordnet. Eine weitere Diode 6 führt vom Stromeingang 2 auf eine geerdete, in der Polarität und Amplitude des Stromes umschaltbare Stromquelle 7 sowie auf zwei weitere, antiparallel angeordnete Dioden 8, 9. Diese sind auf den Ausgang eines als Spannungsfolger geschalteten Operationsverstärkers 10 geführt, dessen Eingang mit dem Stromausgang 3 in Verbindung steht.

Im eingeschalteten Zustand fließt der Gleichstrom der Größe I von der Stromquelle 1 über die Diode 5 zum Verbraucher 4. Die umschaltbare Stromquelle 7 erzeugt gleichfalls einen Strom der Größe I, der über die Diode 9 zum Ausgang des Spannungsfolgers gelangt. Da der Spannungsfolger am Eingang und am Ausgang gleiches Potential hat, bleibt die Diode 6 spannungsfrei, wenn die Dioden 5 und 9 gleiche Flußspannungen aufweisen. Daher kann über die Diode 6 kein Fehlstrom abfließen.

Im ausgeschalteten Zustand liefert die umschaltbare Stromquelle 7 einen Strom der Größe −2I. Dadurch werden die Dioden 6 und 8 leitend. Bei gleichen Flußspannungen beider Dioden ist die Diode 5 ohne Spannung und führt keinen Strom.

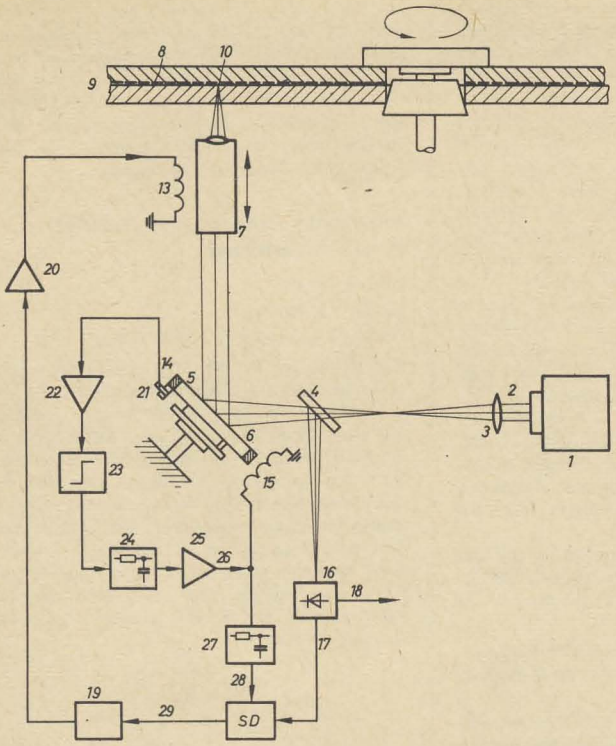
Automatisches optisches Fokussiersystem

DD-AP 129 710

Int. Cl.²: G 11 B 7 00

Inhaber: N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Niederlande

Ein bekanntes automatisches optisches Fokussiersystem für Videoplattenspieler entspricht weitgehend einer Folgespiegelvorrichtung und einer Anzahl optischer Elemente, wobei ein Strahlenbündel auf die Informationsspur einer



Videoplatte konzentriert wird. Dieses Strahlenbündel wird hierbei mit der Information moduliert. Mit Hilfe einer Fotodiode wird danach das modulierte Strahlungsbündel ausgelesen, d. h., die Modulation in der Lichtintensität des Strahlenbündels wird in eine Spannungsmodulation umgewandelt. Das Ausgangssignal der Fotodiode wird auch zur Spurfolgeregelung benutzt, die dazu dient, den Ausleseflecken des Strahlenbündels ständig auf die Informationsspur gerichtet zu halten. Das Ziel der Erfindung ist es, ein automatisches optisches Fokussiersystem zu schaffen, das mit relativ wenig Antriebsleistung arbeitet und eine aufwendige Konstruktion vermeidet.

Die schematische Darstellung nach dem Bild zeigt eine Strahlungsquelle 1, beispielsweise einen Laser. Diese Strahlungsquelle erzeugt ein Strahlenbündel 2, das durch eine Linse 3, einen halbdurchlässigen Spiegel 4, die reflektierende Oberfläche 5 des Schwingschwenkspiegels 6 und ein Fokussierobjektiv 7 auf die Informationsebene 8 einer sich drehenden Videoplatte 9 zu einem Auslesefleck 10 konzentriert wird. Die Videoplatte kann mit einer Geschwindigkeit von 1 500 bzw. 1 800 U/min gedreht werden. Das mit dem Strahlenbündel zusammenarbeitende hochfrequente schwingende optische Element, das eine hochfrequente Schwingung mit geringer Amplitude der Fokussierebene um die ungefähre Lage verursacht, wird in der schematischen Darstellung durch den Schwingpegel gebildet. Dieser wird durch ein elektrodynamisches Antriebssystem mit einem ringförmigen Magneten 14 und einer Antriebsspule 15 hochfrequent angetrieben.

Die Informationsebene der Videoplatte ist reflektierend ausgebildet. Das reflektierte Strahlenbündel wird durch das Fokussierobjektiv zum Schwingspiegel zurückgeworfen und erreicht durch die Oberfläche des halbdurchlässigen Spiegels einen auf das von der Informationsspur modulierte Strahlenbündel reagierenden strahlungsempfindlichen Detektor 16. Dieser dient zum Erzeugen eines Detektionssignals, das von der Lage der Fokussierebene gegenüber der Informationsebene abhängig ist. Der Detektor liefert außer dem Detektionssignal 17 noch ein Ausgangssignal 18, das die Information der Videoplatte enthält und elektronischen Mitteln zugeführt wird, die die Videoinformation und auch die Audioinformation weiter auf geeignete Weise verarbeiten.

Die als Detektor wirkende Fotodiode bildet einen Teil eines Regelkreises, der außer der Fotodiode eine phasenempfindliche Gleichrichterschaltung SD (Synchrondetektor), einen elektronischen Regler 19, einen Verstärker 20, die Steuerspule 13 und das Fokussierobjektiv 7 aufweist. Die selbstschwingende Schleife zum Erzeugen der hochfrequenten Biegeschwingungen des Schwingspiegels weist noch einen piezokeramischen Beschleunigungsaufnehmer 21, einen Verstärker 22, ein amplitudenbegrenzendes Netzwerk 23, ein phasendrehendes Netzwerk 24, einen Verstärker 25 und die hochfrequente Antriebsspule 15 auf. Die jeweiligen Elemente dieser selbstschwingenden Schleife sind derart aufeinander abgestimmt, daß die Biegeschwingung des Schwingspiegels mit Hilfe der hochfrequenten Antriebsspule 15 beibehalten wird. Das Ausgangssignal 26 des Verstärkers 25 wird außer der hochfrequenten Antriebsspule 15 auch einem zweiten phasendrehenden Netzwerk 27 zugeführt, dessen Ausgangssignal 28 als zweites Eingangssignal für den Synchrondetektor SD dient.

Das Ausgangssignal 29 des Synchrondetektors ist von der Größe des hochfrequenten Teils des vom Detektor 16 gelieferten Signals und von der Phasenbeziehung zwischen den aus der schwingenden Schleife, d. h. von dem Ausgangssignal 26 des Verstärkers 25, und dem hochfrequenten Teil des Detektionssignals 17 des Detektors abhängig. Dieses Ausgangssignal wird über den elektronischen Regler 19 und den Verstärker 20 der Steuerspule 13 zum Korrigieren der ungefähren Lage des Fokussierobjektivs zugeführt.

Schaltungsanordnung zum selbsttätigen Abgleich von Sägezahngeneratoren

DT-AS 2 637 781

Int. Cl.²: H 02 M 1 08

Inhaber: C. Wehrmann

In analog wirkenden Ansteuergeräten für netzgelöschte Stromrichter erfolgt die Festlegung der Zündverzögerung bzw. des Zündzeitpunktes durch Vergleich einer Steuerspannung mit einer sägezahnförmigen Vergleichsspannung. Die Synchronisation der sägezahnförmigen Vergleichsspannung geschieht üblicherweise über ein Erfassen des Nulldurchganges der Netzspannung. Im praktischen Betrieb macht sich dabei meist ein Abgleich der sägezahnförmigen Vergleichsspannung erforderlich. Dieser unter Nennbedingungen vorgenommene Abgleich bleibt jedoch bei Änderung der Betriebsbedingungen (Schwankung der Umgebungstemperatur, der Netzfrequenz usw.) nur bedingt erhalten, und es können sich je nach Art und Struktur des Ansteuergerätes unerwünschte und störende Zündwinkeltoleranzen ergeben.

Eine Möglichkeit zum selbsttätigen Abgleich und dessen Nachregelung bei Parameteränderungen zeigt die Schaltung nach Bild 1. Im Komparator V_1 erfolgt ein Vergleich von Steuerspannung U_{St} und sägezahnförmiger Vergleichsspannung. Der Ausgang A des Komparators wechselt im Ansprechpunkt von H- nach L-Pegel, was zur nachfolgenden Formung von Zündpulsen für die Thyristoren genutzt werden kann. Im Nulldurchgang der Netzspannung wird der Kondensator C_1 durch einen positiven Impuls U_{N0} aufgeladen; die Entladung während der Verzögerungsphase erfolgt zeitlinear mit Hilfe des Stromgenerators T_2. Unterschreitet die Spannung U_C am Ende der Verzögerungsphase das Potential U_H, schaltet der Ausgang des Komparators V_2 auf L-Pegel, und der Kondensator C_2 wird über die Parallelschaltung von R_1 und R_2 entladen. Die dadurch in der nächsten Verzögerungsphase verminderte Ladung von C_2 führt zu einem verminderten Umladestrom und damit zu einer verminderten Steilheit des sägezahnförmigen Spannungsverlaufs. Das bedeutet, daß sich im praktischen Betrieb stets am Ende der Verzögerungsphase am Kondensator C_1 eine Spannung einstellt, die der Hilfsspannung U_H entspricht. Dies ist auch bei Parameteränderungen, z. B. der Netzfrequenz und damit der Dauer der Verzögerungsphase, gesichert. Bild 2 verdeutlicht nochmals die Funktionsweise.

Die Eigenschaften der Schaltung nach Bild 1 sind in vielfältiger Weise vorteilhaft auch in mehrphasigen, analog wirkenden Ansteuergeräten für Stromrichter nutzbar. Wird durch entsprechend ausgebildete Synchronisierimpulse

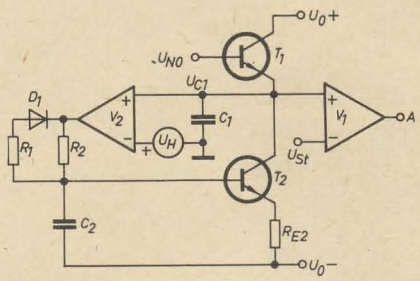


Bild 1

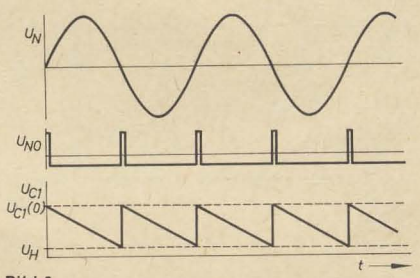


Bild 2

ein gleicher Anfangswert $U_{C1}(0)$ für alle Verzögerungseinrichtungen gesichert sowie die Steuer- und Hilfsspannung gemeinsam genutzt, so gleichen sich die Stromgeneratoren und damit die sägezahnförmigen Spannungsverläufe automatisch aufeinander ab. Auf diese Weise kann der oft aufwendige und instabile Abgleich des Gleichlaufs im Ansteuergerät vermieden und außerdem eine gewisse automatische Anpassung an die Netzfrequenz erreicht werden. Der zusätzliche Schaltungsaufwand, insbesondere durch V_2 verursacht, ist in Anbetracht der Vorzüge einer solchen Anordnung vertretbar.

Neben der Anwendung in der Stromrichtertechnik gibt es für das vorgestellte Schaltungsprinzip auch vielfältige andere Einsatzmöglichkeiten.

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 5. bis 15. 6. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteillungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | $\leq$ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | $\leq$ 0,0001 s.

Information über UT 1 — UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
13. 5.–22. 5.	+0,3 s	0,00 s
23. 5.–31. 5.	+0,3 s	−0,02 s
1. 6.– 9. 6.	+0,3 s	−0,04 s
10. 6.–11. 6.	+0,3 s	−0,06 s
ab 12. 6.	+0,2 s	+0,04 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

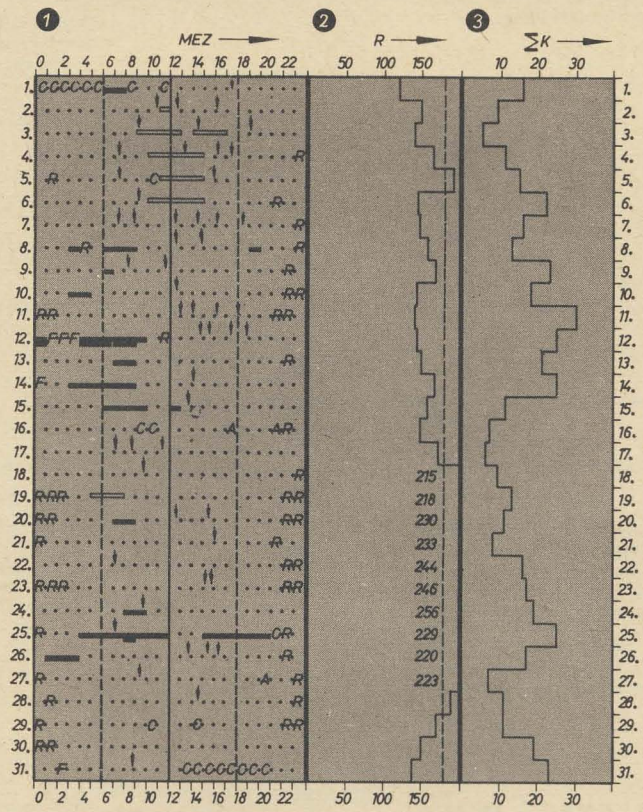
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $13^h\ 15^{min}\ 00^s$ UTC vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $13^h\ 15^{min}\ 00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $13^h\ 05^{min}$ und $13^h\ 15^{min}$ UTC $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 5.	+0,019 164 4 s	0[1])
17. 5.	+0,019 168 0 s	0
18. 5.	+0,019 168 5 s	0
19. 5.	+0,019 164 8 s	0
20. 5.	+0,019 168 7 s	0
21. 5.	+0,012 432 8 s	0
22. 5.	+0,008 368 7 s	0
23. 5.	+0,008 364 6 s	0
24. 5.	+0,008 315 6 s	0
25. 5.	+0,000 315 6 s	0
26. 5.	+0,008 315 8 s	0
27. 5.	+0,008 315 8 s	0
28. 5.	+0,008 288 1 s	0
29. 5.	+0,008 288 4 s	0
30. 5.	+0,008 294 0 s	0
31. 5.	+0,008 297 9 s	0
1. 6.	+0,004 297 8 s	0
2. 6.	+0,008 297 9 s	0[1])
3. 6.	+0,008 297 8 s	0
4. 6.	+0,008 298 0 s	0
5. 6.	+0,008 294 3 s	0
6. 6.	+0,008 294 2 s	0
7. 6.	+0,008 298 0 s	0
8. 6.	+0,008 298 0 s	0
9. 6.	+0,008 298 0 s	0[1])
10. 6.	+0,008 298 1 s	0
11. 6.	+0,017 290 6 s	0
12. 6.	+0,017 294 5 s	0[1])
13. 6.	+0,017 290 8 s	0
14. 6.	+0,017 270 6 s	0
15. 6.	+0,017 271 6 s	0

[1]) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-Ausbreitung

im Mai 1980 und Vorschau für August 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im Mai 1980

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

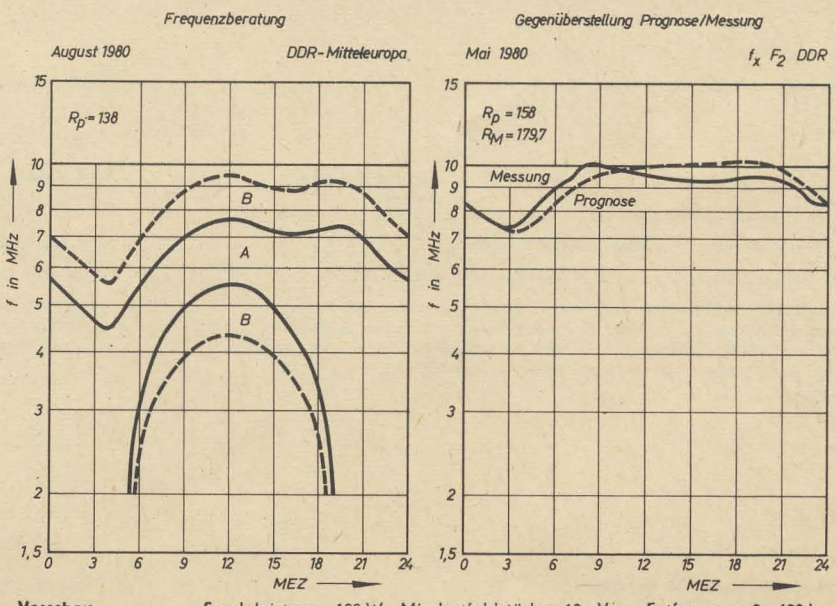
$\Delta f/f$
- +41% und darüber
- +31 ··· +40%
- +21 ··· +30%
- +20 ··· −20%
- −21 ··· −30%
- −31 ··· −40%
- −41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:
- A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
- C = Gerätestörung
- F = Streureflexionen (Spread F)
- G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
- R = starker selektiver Dämpfung
- S = atmosphärischer Störungen

❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenflecken-relativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_i (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet



Vorschau für August 1980

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung: 0 ..600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Leitartikel | Kritische Bemerkungen | Produktion und Wirtschaft

Wozu Standards . . .

Die Handhabung der TGL 16 056 (Symbolik für die Darstellung binärer logischer Elemente) wird kritisch gewertet.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 479

Mikrorechentechnik
Programmierung

ZE-1-Mikrorechnerarbeitsplatz

A. Gienapp, K. Graumann, D. Schedler, N. Stoll und A. Witt

In diesem Beitrag wird ein einfacher Arbeitsplatz mit der Zentraleinheit ZE 1 vorgestellt. Er dient zum Testen von Programmen für Mikrorechner, die mit der CPU U 808 D bestückt sind.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 494

Messung nichtelektrischer Größen | Elektronische Meßtechnik analog

Neue RGW-Standards für akustische Meßgeräte

Dr.-Ing. Heinz Weißing

Vor kurzem wurde die Erarbeitung der RGW-Standards 1351-78 „Schallpegelmesser" und 1807-79 „Elektronische Oktav- und Terzfilter" abgeschlossen. Beide Standards enthalten detaillierte, dem Stand der Technik angepaßte Vorgaben für akustische Meßgeräte mehrerer Genauigkeitsklassen. Damit eröffnen sie der technischen Entwicklung auf diesem Gebiet neue, progressive Zielstellungen. Am Beispiel der von der Meßelektronik-Industrie der DDR hergestellten Schallpegelmesser und Filter wird gezeigt, wie sich die Vorgaben der Standards in konkrete Meßgeräte mit hohem Gebrauchswert umsetzen lassen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 480

Tagungen und Konferenzen

Weltfunkverwaltungskonferenz 1979

Herbert Götze und Wolfram Beurich

Vom 24. September bis 6. Dezember 1979 fand in Genf die Weltfunkverwaltungskonferenz (WARC '79) statt. Über die Aufgaben und die Ergebnisse dieser Konferenz berichtet der Beitrag.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 497

Mikrorechentechnik
Anwendungen

Mikrorechnereinsatz im Stahlwerk

Dipl.-Ing. Dieter Glasemann

Anhand des Einsatzfalles eines Mikrorechners zur automatischen Analysewertübertragung wird die Anpaßeinheit als zentraler Punkt der Hardware vorgestellt. Erfahrungen beim Aufbau und Probebetrieb des Einsatzfalles werden dargelegt. Der Einsatzfall bestätigt die Richtigkeit, Baugruppen der Hardware nicht funktionsspezifisch, sondern bausteinspezifisch aufzubauen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 486

Technologie
Prüftechnologie

Diagnosegüte
Qualitätskriterium bei der Fehlerlokalisation

Dipl.-Ing. Dietmar Wohlberedt

In diesem Beitrag wird der Begriff der Diagnosegüte definiert. Es zeigt sich, daß mit dieser Definition allgemeingültige Aussagen getroffen werden können und daß diese Qualitätsgröße günstig für Diagnoseverfahren ist.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 498

Mikrorechentechnik
Aufbau

Multimikrorechnerkopplung über Ein- und Ausgabeports

Dr.-Ing. Günter Wollenberg und Dipl.-Ing. Eberhard Kehrer

Ausgehend von bestimmten Forderungen wird eine Multimikrorechnerkopplung entworfen und in ihrer Funktionsweise anhand von Zustandsgraphen und Ablaufplänen beschrieben. Einsatzerfahrungen, die im System CNC 600 gesammelt wurden, werden mitgeteilt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 489

Allgemeines | Antennen und Wellenausbreitung

Ein Jahr in der Antarktis

Dipl.-Ing. Jörg Voigtländer

An der 23. Sowjetischen Antarktisexpedition nahmen zwölf DDR-Wissenschaftler teil. Einer von ihnen berichtet in diesem Beitrag über die ihnen gestellten Aufgaben und über seine Eindrücke.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 505

Informationstechnik
Informationseingabe, -ausgabe
digital

Alphanumerische Sichtanzeige

Ing. Reinhard Kröber

Im Beitrag wird eine alphanumerische Sichtanzeige mit Fluoreszenz-Anzeigeröhren beschrieben, die geeignet ist, Großbuchstaben, Ziffern und diverse Sonderzeichen des ISO 7-Bit-Kodes darzustellen. Die Eingabe erfolgt über das Standardinterface SIF 1000; 8 × 16 Zeichen werden gespeichert und 1 × 16 Zeichen angezeigt. Damit ist die Sichtanzeige als einfache alphanumerische Ausgabeeinheit für Mikrorechner geeignet, kann aber bei Bedarf, wie im konkreten Anwendungsfall gezeigt, zusätzliche Anzeigeaufgaben erfüllen, die in mikrorechnergesteuerten Meßplätzen anfallen. Ihre Baugröße läßt den Einbau in andere Geräte zu.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 509

Sonstige Konsumgüter — **Fernsehtechnik**
schwarzweiß

Bildschirmspielgerät BSS 01

Ing. Reinhard Wiesner

Das hier beschriebene TV-Spiel ist ein Gerät zur Simulierung von Sport- und Geschicklichkeitsspielen (Fußball, Tennis, Squash, Pelota) auf dem Bildschirm eines Fernsehgerätes. Es wird an die Antennenbuchse angeschlossen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 511

Elektronische Meßtechnik — **Elektronische Geräte**
digital

Steuergerät zur Laser-Satellitenentfernungsmessung

Dr. rer. nat. Harald Fischer

Moderne Laser-Entfernungsmeßeinrichtungen zu reflektortragenden Satelliten zeichnen sich durch große Genauigkeit und hohen Automatisierungsgrad der Beobachtungstechnik aus. Für einen kontinuierlichen Meßbetrieb macht sich eine automatische Nachführung von Sender und Empfänger erforderlich. Im Beitrag wird die digitale Nachführsteuerung der in Potsdam installierten Laserradaranlage beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 519

Elektronische Funktionsgruppen
analog digital

Analogschalter und -multiplexer mit MOSFET

Dr.-Ing. Hans Krause und Dipl.-Ing. Dietmar Jonas

Ausgehend von dem Normal- und Inversbetrieb eines p-Kanal-MOSFET vom Typ SMY 52 werden das statische und dynamische Verhalten eines Serienschalters und eines Serien-Parallelschalters mit MOSFET gegenübergestellt. Der Analogmultiplexer gestattet es, mehrere Analogeingänge auf einen Zeitmultiplexkanal zu schalten. Die Ein- und Ausschaltzeiten werden wesentlich von dem nachgeschalteten Operationsverstärker bestimmt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 521

Elektronische Meßtechnik
digital

Impulsbreitendiskriminator

Wolfgang Ortmann und Dr. Wolf-Diether Schmidt

In der Meßtechnik besteht oft die Notwendigkeit, ein impulslängenmoduliertes Signal auszuwerten. Die im Beitrag vorgestellte Schaltung dient der Klassifizierung von Impulsen mit fester Folgefrequenz. Dabei sollen die Impulse nach ihrer zeitlichen Länge in einen von acht Kanälen eingeordnet und entsprechend ihrem Auftreten in einem bestimmten Kanal für eine vorgegebene Meßdauer gezählt werden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 525

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Hochstabile Kippschaltungen mit TTL-IS

Im Beitrag wird eine Gegenkopplung vorgestellt, die die von Kippschaltungen mit TTL-IS bekannte Abhängigkeit der Zeitparameter von der Versorgungsspannung und Umgebungstemperatur weitestgehend kompensiert.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 527

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Zeitgeberschaltung mit impulsförmiger Ladespannung

Dipl.-Ing. Günter Turinsky

Das Verfahren, die zeitbestimmende Kapazität von Zeitschaltungen mit Impulsspannungen aufzuladen, hat den Vorteil, daß die Verzögerungszeit unabhängig von der Größe der Spannung gesteigert werden kann. Eine derartige Schaltung wird in diesem Beitrag beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 528

Informationstechnik
Informationseingabe, -ausgabe
digital

Serielle Zifferneingabe

Eberhard Gerlach

Im Beitrag wird eine Zifferneingabe mit serieller Impulsaussendung für Fernsteuerwerke vorgestellt. Sie ist senderseitig mit zwei U 710 D, zwei U 106 D und einer IS U 122 D aufgebaut und erfordert empfängerseitig keinen Dekodierungsaufwand. Die Schaltung eignet sich auch als mobiler Geber.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 529

Neuerscheinungen und Nachauflagen

Ingenieurtechnische Entscheidungen

Modellbildung und Steuerung mit Hilfe der Polyoptimierung
Von Prof. Dr. rer. nat. habil. Manfred Peschel. 1. Auflage. 168 Seiten, 106 Bilder, Kunstleder, 23,– M. Bestell-Nr. 552 854 6.
Hauptabschnitte: Qualitätssicherung und Polyoptimierung · Algorithmen zur Bestimmung effizienter Kompromißlösungen · Industrielle Anwendungen der Polyoptimierung · Konsequenzen der Polyoptimierung für die methodologische Forschung.

Automatisierungstechnik

Praxis, Aufgaben, Lösungen
Herausgegeben von Dr. rer. nat. Joachim Breier. 1. Auflage. Etwa 380 Seiten, 216 Bilder, 46 Tafeln, Kunstleder, 24,– M, Ausland 28,– M. Bestell-Nr. 552 850 3.
Arbeitsbuch zum „Lehrbuch der Automatisierungstechnik". Den Aufgabenkomplexen sind in gedrängter Form theoretische Grundlagen vorangestellt.

Entwerfen von Automatisierungsstrukturen

Von Prof. Dr.-Ing. Georg Brack. Reihe Automatisierungstechnik, Band 188. 1. Auflage. Etwa 80 Seiten, 52 Bilder, 4 Tafeln, Broschur, 4,80 M, Ausland 6,40 M. Bestell-Nr. 552 877 3.

Fertigungsverfahren in der Gerätetechnik

Herausgegeben von Prof. Dr.-Ing. Franz Grünwald. 1. Auflage. Etwa 570 Seiten, 461 Bilder, 158 Tafeln, Leinen, 48,– M, Ausland etwa 58,– M. Bestell-Nr. 552 842 3.
Eine Gesamtdarstellung. Im Vordergrund stehen spezifisch gerätetechnische Verfahren sowie Verfahren, die erst in jüngster Zeit Eingang in die Fertigung fanden und über die wenig Literatur existiert.

Einführung in die Elektronik

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Albrecht Möschwitzer und Ing. Karl-Heinz Rumpf. 2., bearbeitete Auflage. Etwa 180 Seiten, 200 Bilder, 10 Tafeln, Leinen, 14,– M, Ausland 20,– M. Bestell-Nr. 552 839 4.
Das Buch informiert in einfacher, aber dennoch grundlegender Art über die prinzipiellen elektronischen Eigenschaften der wichtigsten modernen Bauelemente.

TECHNIK-WÖRTERBUCH Physik

Englisch–Deutsch–Französisch–Russisch
Zusammengestellt von Dipl.-Math. Ralf Sube und Prof. Dr. rer. nat. habil. Günther Eisenreich. 3., durchgesehene Auflage. In drei Bänden. 2 896 Seiten. Kunstleder, 220,– M, Ausland 290,– M. Bestell-Nr. 551 787 1.
Mit etwa 75 000 Fachbegriffen aus allen Bereichen der Physik und angrenzender Gebiete.

TECHNIK-WÖRTERBUCH Polygrafie

Englisch–Deutsch–Französisch–Russisch–Spanisch–Polnisch–Ungarisch–Slowakisch
Von einem Autorenkollektiv. Herausgegeben von Wolfgang Müller. 1. Auflage. Etwa 1 030 Seiten, Kunstleder, 90,– M, Ausland etwa 110,– M. Bestell-Nr. 552 758 6.
Mit etwa 14 000 Fachbegriffen der Gebiete Satz, Druckformenherstellung, Verfahren der polygrafischen Industrie, Maschinen für Papier und Druck, Ausrüstung polygrafischer Betriebe, Reproduktionstechnik, Buchbinderei, Steuerungs- und Regelungstechnik in der Polygrafie, Werkstoffe der Polygrafie.

Auslieferung durch den Buchhandel

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN